Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

NUMERO 10

Anno XXII - Ottobre 1950

LIRE DUECENTO

l'antenna

9

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

SETTEMBRE 1950

XXII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.**
Comitato Direttivo:
prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - ing. Marino della Rocca - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Camillo Jacobacci - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz.
Direttore responsabile . . . . **Leonardo Bramanti**
Direttore amministrativo . . . . **Donatello Bramanti**
Direttore pubblicitario . . . . **Alfonso Giovene**
Consigliere tecnico . . . . **Giuseppe Ponzoni**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:

VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 40** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 più 80.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

In questo fascicolo:

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE

ANTONIO NICOLICH (PARTE SECONDA)

Dopo aver esaminato i segnali sincronizzanti: normale americano R.M.A., normale inglese B.B.C., normale francese, normale tedesco, normale italiano, proposto dal C.N.T.T., americano Du Mont, l'A., prima di passare al confronto del sistema Du Mont con lo standard R.M.A., si sofferma su altri due sistemi di trasmissione.

Vogliamo, prima di iniziare l'analisi testè accennata, far parola degli altri due sistemi di trasmissione ricordati in principio e cioè del sistema a modulazione intercalata, e del sistema R.M.A. semplificato. Il primo facente uso della AM per il video e della FM per il sincronismo, è noto come « *interspersed modulation system* », noi possiamo definirlo « *a modulazione intercalata* ». Si tratta di costruire un trasmettitore in cui la frequenza portante viene modulata da due separati modulatori: il primo di ampiezza, alimentato dai segnali di immagine; il secondo di frequenza, producente uno scarto di frequenza di 2 MHz in più, ossia nella banda laterale superiore, alimentato dai segnali di sincronismo. La modulazione di ampiezza avviene sull'onda portante già modulata in frequenza. Nel complesso trasmittente seguono il filtro di banda laterale, gli eventuali amplificatori di potenza e l'antenna irradiante. La forma d'onda irradiata è simile a quella richiesta dallo standard R.M.A., ma la forma degli impulsi sincronizzanti deve essere modificata in modo da ridurre il loro contenuto di armoniche allo scopo di evitare i termini di secondo ordine di modulazione di ampiezza, pur conservando tutte le bande laterali dovute alla modulazione di frequenza entro la banda uniforme di trasmissione; la modifica accennata consiste nell'assegnare una inclinazione più dolce del normale ai tratti obliqui degli impulsi di sincronizzazione. La trasmissione avviene come indica la fig. 2. La fig. 2-*a* è relativa alla trasmissione del segnale di immagine, la cui ampiezza può raggiungere il 100% della massima portante, non avendosi alcuna preoccupazione per i segnali di sincronismo. L'intervallo di soppressione orizzontale è mantenuto uguale a 0,15 H in accordo col segnale R.M.A.; analogamente la durata degli impulsi sincronizzanti di linea è conservata pari a 0,8 H. In fig. 2-*b* si sono portati in ordinate i valori Δf delle variazioni subite dalla frequenza portante in corrispondenza degli impulsi sincronizzanti di linea e di quadro. Ai primi compete la massima escursione di frequenza pari a 2 MHz; ai secondi è stata invece assegnata una variazione metà, ossia di 1 MHz. Il segnale di sincronizzazione verticale consta di un unico impulso largo, che, essendo completamente distinto per la sua frequenza dagli impulsi di linea, non richiede extra-impulsi egualizzatori. La sua durata deve solo soddisfare alla condizione di non interferire cogli impulsi orizzontali durante la scansione delle due trame consecutive dell'interlacciato. La fig. 2-*b* è relativa alla fine delle trame pari, dove il periodo di soppressione inizia a distanza H di tempo dall'ultima linea utile; prima dell'impulso verticale di quadro si ha, come nello standard R.M.A., la cancellazione di 3 linee. La fig. 2-*c* è relativa alla fine delle trame dispari e differisce dalla fig. 2-*b* per il ben noto spostamento di mezza linea. La caratteristica di selettività più opportuna del ricevitore per la selezione degli impulsi orizzontali e verticali è mostrata in fig. 3. La banda passante per gli impulsi di quadro è relativamente stretta limitandosi a 0,1 MHz con riduzione della risposta a $1/\sqrt{2}$ del suo massimo; tale banda è centrata sulla frequenza di 1 MHz che è lo spostamento di frequenza operato dai segnali sincronizzanti verticali. La banda passante per gli impulsi di linea è assai più larga raggiungendo il valore di 0,5 MHz per la stessa riduzione della risposta, ed è centrata a 2 MHz; questo valore della deviazione della frequenza rappresenta un soddisfacente compromesso fra le migliori condizioni di trasmissione per i segnali di sincronizzazione e l'economicità dei ricevitori, per la quale occorre ridurre il più possibile la larghezza della banda trasmessa. Per gli impulsi di quadro la larghezza di banda, potendosi ammettere un tempo di ritardo relativamente grande, è assai ridotta e determinata dai requisiti di tolleranza di frequenza propri del sistema. La deviazione di frequenza assunta nella modulazione con impulsi di quadro è determinata dalla necessità di minimizzare le interferenze coi segnali di immagine e cogli impulsi di linea; questa condizione è raggiunta adottando il valore sopra riportato di 1 MHz, cioè della metà dello spostamento dovuto alla modulazione coi segnali di sincronizzazione orizzontale. In fig. 4 è rappresentato lo schema di principio del ricevitore per la modulazione intercalata. La sua caratteristica essenziale consiste in ciò che in luogo di operare sugli stadi RF o MF l'attenuazione della portante a metà (come richiesto dalla trasmissione con una sola banda letrale), la attenuazione delle ampiezze delle oscillazioni delle frequenze interessate avviene nei circuiti di video frequenza dopo la rivelazione. Per quanto riguarda i circuiti di deflessione orizzontale

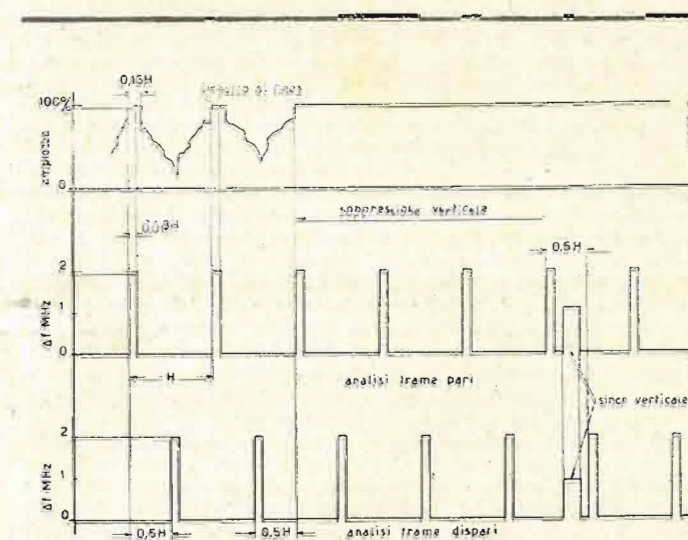



Fig. 2. — *Trasmissione con modulazione intercalata AM+FM.*

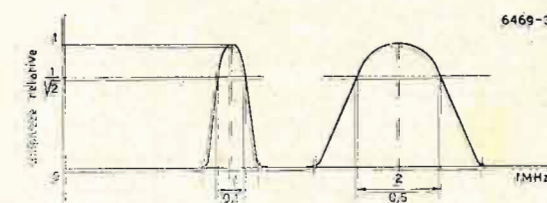



Fig. 3. — *Caratteristica di selettività del ricevitore per modulazione intercalata.*

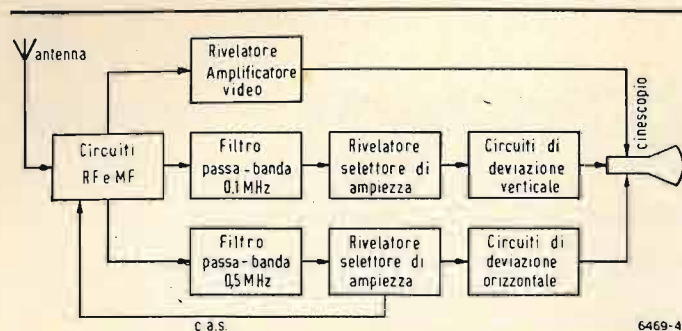
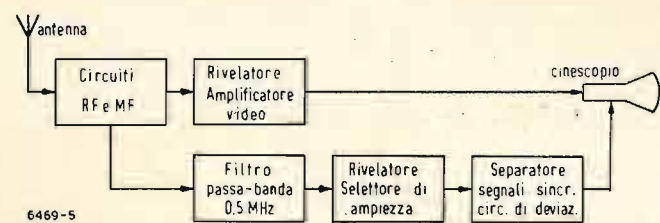



Fig. 4. — *Schema a blocchi del ricevitore per modulazione intercalata a due canali per i segnali di sincronismo*

e verticale, essi sono ugualmente composti e constano ciascuno di un filtro passa banda (la larghezza delle bande passanti sono 0,1 MHz per i quadri e 0,5 MHz per le linee), di un rivelatore e selettore di ampiezza e dei circuiti di deflessione (oscillatore bloccato, generatore di denti di sega, amplificatore etc.). Il C.A.S. (controllo automatico di sensibilità) per gli stadi MF è ricavato dal segnale rivelato del canale degli impulsi orizzontali. Si fa notare che la separazione dei due tipi di segnali sincronizzanti prima della rivelazione, è assai vantaggioso. Il sistema permette di ridurre la costante di tempo del C.A.S. a un centesimo del valore usuale, con conseguente diminuzione della durata dei disturbi prodotti dalle interferenze o da fenomeni transitori provenienti dalla linea di alimentazione. Un altro schema di principio per ricevitore a modulazione intercalata è rappresentato in fig. 5; in esso la separazione dei segnali di immagine dagli impulsi di sincronismo avviene prima della rivelazione attraverso un filtro passa banda larga 0,5 MHz, posto che il ricevitore deve operare una selezione di frequenza, poichè i segnali di sincronismo non contengono componenti a. m.; segue la rivelazione e il selettore di ampiezza; infine avviene la separazione dei due tipi di segnali sincronizzanti, che pervengono ai propri circuiti di deflessione e quindi al cinescopio. Anche con lo schema di fig. 5 l'attenuazione delle frequenze richiesta dalla trasmissione a banda unica avviene, come nel caso di fig. 4, nell'amplificatore video, anzichè sul portante come usualmente praticato; l'attenuazione a video frequenza permette la reinserzione della componente corrente continua al livello del nero, invece che ad un livello ultra nero.

Essendo i segnali di immagine e di sincronismo trasmessi separatamente e colla medesima ampiezza, in ricezione l'ampiezza del picco di sincronismo è il doppio del livello del nero, rendendo così la selezione di ampiezza molto più agevole rispetto al caso normale in cui le due grandezze suddette stanno tra loro nel rapporto di 4/3. Tale selezione è ulteriormente facilitata dal filtro passa banda già ricordato, all'uscita del quale i segnali di sincronismo hanno ampiezza almeno 4 volte quella dei segnali di immagine, perchè i primi essendo irradiati a 2 MHz sopra la portante, l'irradiazione avviene alla massima intensità, inoltre il segnale video è presente nel filtro passa banda di sincronizzazione al più con un unica banda laterale alla frequenza di linea e di quadro, la massima intensità di questa singola banda nell'onda modulata non può superare 1/4 della massima intensità del segnale completo. E' chiaro che la preponderante ampiezza dei segnali di sincronismo, insieme con la strettezza della loro banda passante, migliorano il rapporto segnale-disturbo nei riguardi della sincronizzazione. I vantaggi del sistema a modulazione intercalata rispetto al sistema standard possono così riassumersi:

1) I segnali di immagine e il rapporto segnale-disturbo in ricezione sono aumentati di una quantità, senza accrescere la potenza del trasmettitore, corrispondente ad un aumento di quest'ultima di oltre il 60%, quindi senza pericolo di maggior interferenza del trasmettitore nelle aree adiacenti a quella da esso servita; ciò rappresenta una migliore utilizzazione della potenza del trasmettitore, il che è fondamentale in T.V.;

2) il nuovo metodo di selezione della sincronizzazione nella banda di 2 MHz sopra la portante, permette di ottenere una facile separazione video dei segnali di sincronizzazione, la quale risulta molto efficace;

3) non avendo l'onda irradiata alcuna regione ultranera, la reinserzione della componente corrente continua è effettuata al livello del nero; ciò richiede che l'attenuazione delle frequenze, imposta dal sistema di trasmissione a banda laterale unica, avvenga negli stadi a video frequenza del ricevitore anzichè negli stadi a M.F.;

4) grande libertà nella progettazione dei circuiti di sincronizzazione del ricevitore.

Il secondo dei sistemi sopra menzionati è pure americano ed è derivato dal normale R.M.A. con molte semplificazioni introdotte per arrivare alla industrializzazione del sistema attraverso a dispositivi trasmittenti più semplici e circuiti riceventi meno complessi. La forma d'onda del segnale di sincronizzante R.M.A. semplificato è rappresentato in fig. 6 di cui la parte superiore *a*) è relativa alla fine dell'analisi delle trame pari; mentre la parte inferiore *b*) è relativa alla fine dell'analisi delle trame dispari; le figure *a*) e *b*) differiscono tra loro per lo spostamento di mezza linea che si verifica nell'intervallo di tempo V (periodo di trama) intercedente tra una trama pari e quella dispari immediatamente successiva. Le semplificazioni consistono nell'abolizione degli impulsi egualizzatori e nell'adozione di un unico impulso di sincronizzazione verticale di quadro, la cui durata è di circa 0,4 H per soddisfare alla condizione di non interferire coi segnali di linea in entrambe le trame dell'interlacciato. La durata degli impulsi sincronizzanti orizzontali è tenuta uguale a 0,05 H; l'intervallo di soppressione verticale è fatto pari al 5% del periodo di trama. Si noti che si tende ad introdurre questo valore ridotto in luogo del 7,5% indicato in fig. 1-a), anche nello standard R.M.A. non semplificato. Il segnale di fig. 6 si avvicina (salvo la polarità della modulazione e il numero di linee od altri particolari) nella sua composizione allo standard francese di fig. 1c), avvicinamento questo costituente ad un tempo il miglior riconoscimento della bontà e dei pregi di siffato sistema. (6469).

LA TELEVISIONE A CASTLE BROMWICH

All'Esposizione della Radio inaugurata il 30 agosto a Castle Bromwich, Birmingham, la televisione ha occupato un posto assai importante. Alcuni dei modelli più interessanti comprendevano radio, televisione e grammofono con cambio automatico dei dischi, riuniti in un singolo apparecchio. Un nuovo modello da tavolo aveva soltanto due controlli principali, disposti sul fianco; il primo è quello che serve da interruttore e da controllo del volume; il secondo regola la chiarezza dell'immagine. In alcuni televisori ha trovato applicazione un filtro a colorazione neutra, situato di fronte ad un tubo da 30 cm che consente di vedere l'immagine in un ambiente anche molto luminoso senza alcuna perdita di chiarezza.

Il Council of Industrial Design ha scelto un apparecchio di televisione onde mostrarlo al Festival d'Inghilterra dell'anno prossimo. Si tratta di un apparecchio a mobile la cui forma è adatta agli angoli delle stanze; la parte anteriore è elegantemente ricurva e la curvatura è spezzata soltanto dalla maschera del tubo del raggio catodico e dalla superficie esterna dell'altoparlante, la cui sezione triangolare consente una migliore riproduzione dei suoni.

La Mostra di quest'anno dovrebbe dar nuovo incoraggiamento alla produzione britannica di apparecchi televisivi: i 35 costruttori britannici del ramo ritengono che per l'autunno dovrebbe esser raggiunta la cifra primato di 60 mila apparecchi mensili. La produzione 1950 dovrebbe aggirarsi intorno al mezzo milione di apparecchi.

Fig. 5. — *Schema a blocchi del ricevitore per modulazione intercalata a canale unico per segnali di sincronismo*

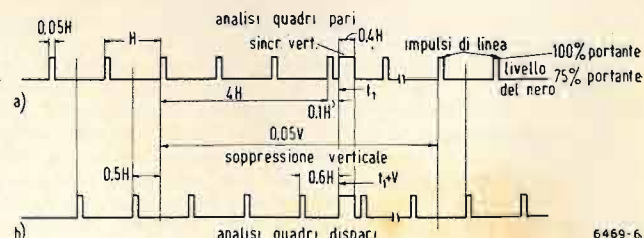



Fig. 6. — *Segnale sincronizzante R.M.A. semplificato.*

OLTRE I TRECENTO MEGAHERTZ

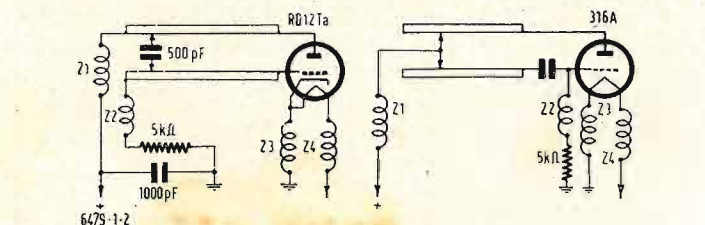
TRASMETTITORI

Gino Nicolao (i1AHO)

Anche per le lunghezze d'onda di un metro ed inferiori si hanno i diversi tipi di trasmettitori che si è soliti considerare sulle frequenze meno elevate. Soltanto che qui sono ancora molto diffusi, specialmente nel campo radiantistico (banda dei 420 MHz) e per posti mobili, i trasmettitori autoeccitati. La semplicità della loro costruzione ed il loro elevato rendimento, fa in questo caso spesso soprassedere agli inconvenienti che ne limitano l'uso sulle gamme di maggiore lunghezza d'onda.

E ricorderemo gli inconvenienti principali che sono la instabilità di frequenza, la larghezza del canale, ed il rendimento non lineare sotto modulazione. Quando si debba ricevere in supereterodina, allora questi difetti divengono talmente sensibili, da rendere spesso impossibile o molto difficoltosa la ricezione. Si ricorre per questo ad altri circuiti, a due o più stadi, per ottenere maggiore stabilità di frequenza, linearità di modulazione e sicurezza d'impiego. Ritorna qui a farsi nominare il vecchio M.O.P.A. (*Master Oscillator Power Amplifier*) che, se ben costruito e soprattutto messo a punto con cura, può dare degli ottimi risultati, sia come rendimento che come stabilità di frequenza sotto modulazione. Ed ancora un ultimo sistema, per ora usato ben poco dai radianti, ma molto diffuso nei ponti radio e nei servizi fissi oltre i 300 e fino ai 1000 MHz, il controllo a cristallo. Qui daremo la descrizione di apparecchi costruiti nei tre sistemi avvertendo che per semplicità e sicurezza è da preferirsi il MOPA al cristal-controlled, di messa a punto lunga e difficile, specie per il radiante non fornito di efficienti strumenti di misura (frequenzimetri, Qmetri, Grid Dipp-meters).

Trasmettitori autooscillanti a linee di Lecher

Due circuiti di sicuro funzionamento e di ottimo rendimento per frequenze da 300 a 500 MHz, sono quelli illustrati in fig. 1 e 2. Possono essere usate valvole 955, 6J6, 6J4, 703A, 316A, 6F4, LD1, LD2 RD12Ta, EC80, ed alcune altre con buoni risultati. La maggior stabilità di frequenza si ottiene con il circuito in push pull, che dà anche un rendimento superiore; però anche i circuiti con un sol tubo, specie se la valvola non è al limite di funzionamento, tanto per quanto riguarda la frequenza, quanto le condizioni di lavoro, funzionano in ottime condizioni. I circuiti sono semplici e di facile realizzazione: uniche unità critiche le impedenze di griglia e di filamenti, che variano leggermente da tubo a tubo; inoltre una notevole precisione meccanica della costruzione, saldature accurate, collegamenti brevi e solidi saranno necessari per il buon funzionamento dei complessi. Le linee saranno realizzate con tubetto di rame argentato di 6 mm di diametro, della lunghezza teorica di ¼ d'onda. In pratica saranno assai più brevi per il carico dato al lato caldo dalle capacità parassite e interelettrodiche della valvola. Per i 420 MHz, nel circuito a singola valvola, risultarono di 130 mm di lunghezza per la RD12Ta, 6F4, EC80, di circa 90 ÷ 100 mm per la 955, e 60 ÷ 70 mm per la 316A. La distanza tra i due tubetti deve essere di 30 mm. Se lo chassis su cui è montato il complesso è metallico, è bene che le linee siano ad almeno 35 mm da esso. La frequenza varia spostando il ponticello di corto circuito o il condensatore by-pass lungo la linea. L'antenna potrà essere accoppiata capacitivamente (con un condensatore da 5 ÷ 10 pF, verso la parte fredda della linea), o induttivamente, con un link costituito da una semispira, che si accoppierà avvicinandola o allontanandola dalla linea stessa (fino a trovare il punto migliore di assorbimento. Gli altri dati sono riportati sugli schemi.

Circuito M.O.P.A.

Il circuito descritto precedentemente si presta alla realizzazione di un apparecchio a due stadi di ottimo rendimento e sopratutto di buona stabilità di frequenza. Esso è composto da un oscillatore pilota a linee di Lecher, costruito esattamente sui dati descritti nel precedente capoverso, a cui è accoppiato uno stadio amplificatore di potenza in push-pull neutralizzato. Il primo stadio è alimentato con tensione stabilizzata con un tubo al neon (VR150), e lavora sulla stessa frequenza dello stadio finale. Il circuito di griglia dell'amplificatore finale è costituito da una spira ad U, direttamente accoppiata alla linea di Lecher del pilota: la spira ha una presa al centro, a cui fa capo la resistenza di polarizzazione di griglia, ed il condensatore by-pass. Una notevole importanza hanno le dimensioni della spira di griglia, che deve risuonare press'a poco sulla frequenza del pilota. Per due 6J6 amplificatori finali in push-pull, le dimensioni della spira furono: lunghezza 62 mm, larghezza 30 mm, e venne fatta con filo di rame di 3 mm di diametro. Le 6J6 finali vennero connesse in push pull parallelo, e si ottenne un output su 435 MHz di circa 3,5 W, con 200 V anodici. Altre valvole diedero rendimenti superiori; per esempio le RD12Ta, che con la stessa tensione erogarono oltre 4 W utili; le LD5 si prestano molto bene, ma esigono un pilotaggio molto efficace: ad esempio un'altra LD5. Non abbiamo avuto la possibilità di provare la 832A. Nel numero di marzo di « QST » si assicura che questa valvola è atta a funzionare sui 420 MHz in buone condizioni; usata come triplicatrice darebbe circa 2 W utili, mentre come amplificatrice circa 6 W; raccomanda però di usare molte precauzioni, dato che la valvola è alle condizioni limite di funzionamento. Altre valvole consigliate per l'amplificazione sui 430 MHz sono le 15E, 24g e le 826. La messa a punto dello stadio finale è abbastanza semplice: si controllerà la regolare oscillazione del circuito pilota, e quindi si stringerà l'accoppiamento della bobina di griglia del PA. Inserito uno strumento tra la resistenza di griglia e massa, si varierà l'accoppiamento di *L2* fino ad avere presenti 8 ÷ 10 mA sulla griglia delle valvole del PA. Immessa allora la tensione sullo stadio finale si sposterà il ponticello di cortocircuito delle linee di placca, fino a leggere un dip sullo strumento inserito sulla corrente anodica. Si procederà allora alla neutralizzazione del PA, avvicinando due filetti partenti dalle griglie, al vetro della valvola opposta. Neutralizzato lo stadio si potrà procedere ad accoppiare maggiormente *L2* ad *L1*, e si sposterà nuovamente il ponticello sulle linee di placca del PA alla ricerca del « dip ». Dopodichè si accoppierà l'antenna al finale, regolando l'assorbimento secondo i dati relativi al tipo di valvola impiegata.

Nella costruzione originale venne impiegata una RD12Ta, pilotante un push pull di 6J6. Le linee di placca sono lunghe 85 mm. Per 430 MHz il dip si trovò con le linee lunghe 48 mm a partire dalla placca della 6J6. Gli altri dati sono riportati sotto lo schema di fig. 3.

Oltre a questo schema, si può facilmente giungere al « tre stadi » in cui l'oscillatore pilota (che in genere lavora su frequenza

Fig. 1 a) — *Valori delle impedenze: Z1=12 spire, diam. 6 mm; Z2=12 spire, diam. 3,5 mm; Z3=15 spire, diam. 3,5 mm; Z4=17 spire, diam. 3,5 mm.* — Fig. 1 b) — *Valori delle impedenze Z1, Z2, Z3 = come fig. 1 a); Z4=15 spire, diam. 3,5 mm.*

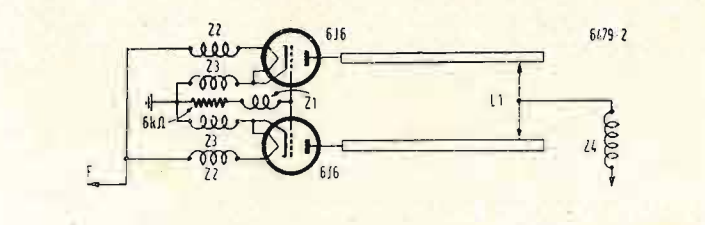



Fig. 2. — *Valori delle impedenze: Z1=16 spire, diam. 5 mm; Z2=Z3=6 spire, diam. 6 mm; Z4=12 spire, diam. 6 mm; L1 = tubi rame diam. 6 mm; lunghezza 80 mm; distanza 30 mm.*

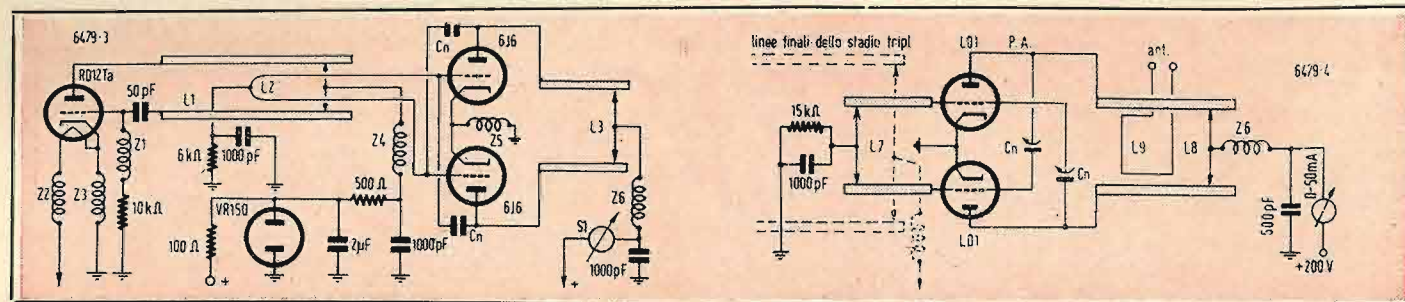



Fig. 3. — *Z1=12 spire 0,2, diam. 3,5 mm; Z2=1? spire 0,3, diam. 3,5 mm; Z3=15 spire 0,5, diam. 3,5 mm; Z4=12 spire, diam. 6 mm; Z5=6 spire, diam. 3 mm; Z6=14 spire, diam. 6,8 mm; Cn=condensatore di neutralizzazione; S1=0÷80 mA; L1, L2, L3 = vedi testo.*

Fig. 4 b) — *Trasmettitore a Xtal per 400÷500 MHz. Schema elettrico dello stadio finale*

½ o ⅓ dello stadio finale) non eccita direttamente il P.A., ma ne è separato dallo stadio intermedio che funge da driver e doubler. In questo caso la stabilità di frequenza ottenuta è notevole, anche perchè le variazioni di carico sull'eccitazione, dovute alla modulazione sullo stadio finale, non si ripercuotono direttamente sul pilota. E' certo però che via via si aumentano gli stadi, un circuito del tipo dianzi descritto non è consigliabile; dato che con poco più si può giungere al controllo a cristallo.

Trasmettitore con controllo a cristallo

Se disponiamo di un trasmettitore controllato a cristallo per la gamma dei 144 MHz, potremo notare che con due soli stadi aggiuntivi, siamo in grado di ottenere i 432 MHz, controllati a Xtal, e senza che lo stadio finale debba raddoppiare o peggio triplicare. Su questo principio si basavano i consigli dati ai radianti da « QST », che per non riportava alcuno schema utile. Partendo da ciò, e da un portatile Xtal controlled sui 144 MHz, è nato uno schema di circuito trasmettitore sui 433 MHz, di piccola potenza, controllato a cristallo. Noi siamo partiti con un cristallo americano da 8040 kHz, ma è ovvio che con cristalli a frequenza maggiore si sarebbero potuti risparmiare alcuni stadi: per esempio con cristalli da 24 o 36 MHz, spesso reperibili nel surplus. E' anche chiaro che si potranno ottenere altre frequenze, anche fuori della gamma radiantistica, qualora si voglia usare il TX per ponte radiotelefonico, e altri usi. Si dovrà tener conto che le difficoltà di messa a punto e neutralizzazione aumentano col crescere della frequenza: perciò non è conveniente salire oltre i 550 MHz, anche se, in linea di massima, sarebbe possibile disponendo di valvole speciali e di buoni stadi eccitatori. Il TX che descriveremo (fig. 4) si compone di sei stadi, in cui si sono usate le valvole tedesche RV12P2000 e le LD1. Le prima valvola triplica il segnale del cristallo, portandolo a 24 MHz, la seconda triplica ancora e la terza raddoppia: siamo così sui 144 MHz. Una ulteriore « P2000 » amplifica il segnale sui 144 MHz, in modo da fornire sufficiente eccitazione allo stadio successivo che triplica. Questo stadio fornisce una buona eccitazione per lo stadio amplificatore finale. Al posto delle LD1, possono essere impiegate con successo le 6J6, ed anche le 832. In questo ultimo caso lo stadio finale richiederà molte più attenzioni, e si dovrà procedere ad una accurata neutralizzazione, mantenendo sempre le tensioni sotto il limite massimo, dato che il tubo si trova agli estremi delle sue caratteristiche.

I primi stadi non hanno bisogno di particolari cure per essere messi a punto: controllata l'oscillazione del cristallo, si dovranno accordare gli stadi stando bene attenti di centrare l'armonica voluta, e non un'altra; questo potrà essere fatto con un ricevitore munito di Smeter; in tal modo si verificheranno gli accordi dei vari stadi. Triplicando, il dip sulla placca delle « P 2000 » è spesso così piccolo da non essere facilmente notato; si può ricorrere perciò al controllo della corrente di griglia dello stadio successivo, o meglio, si noterà su un milliamperometro unito ad un cristallo di germanio e ad una sondospira, l'accordo di placca dei vari circuiti. Un dip notevole si noterà invece sulla corrente di placca della « P 2000 » amplificatrice sui 144 MHz, e abbastanza marcato anche sullo stadio finale.

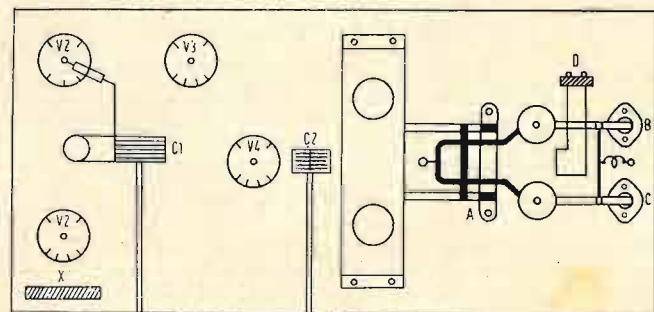



Fig. 5 — *Dettagli per il montaggio. X è il cristallo; le V1, V2, V3 sono le RVL2P2000 moltiplicatrici; di esse V2 è posta con la griglia in alto, in modo che il circuito di placca dell'oscillatrice venga a trovarsi sopra lo chassis. Esso è rappresentato da C1 e L1; V4 è la amplificatrice driver 144 MHz, e C2 il condensatore (butterfly) di griglia delle LD1 triplicatrici. Queste due valvole sono montate su un supporto di alluminio, rialzato rispetto allo chassis. A) è un supporto di trolitul che regge nella sua parte superiore la bobina di placca dello stadio tripler, e nella parte inferiore la spira di griglia dello stadio finale. Le due LD1 finali sono assicurate allo chassis per mezzo di due colonnine di alluminio, a cui sono fissate con una flangia di metallo. Esse sono senza zoccolo. B e C sono i supporti in ceramica delle linee andoiche del PA; D è l'accoppiamento d'aereo. Così è stato costruito nella sua prima e forse più tipica realizzazione il TX descritto*

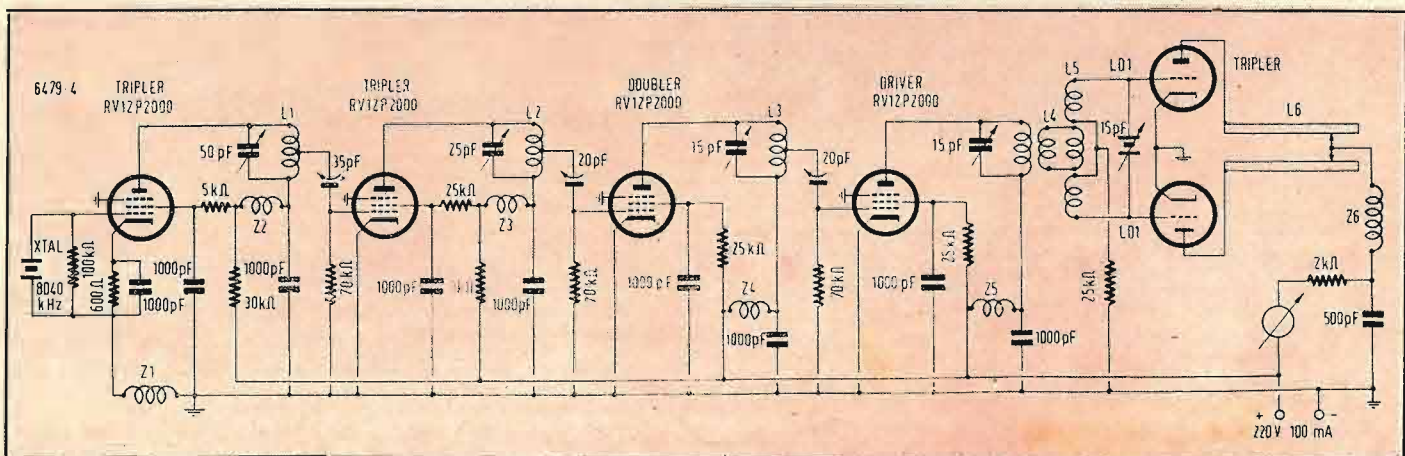



Fig. 4 a) — *Trasmettitore a Xtal per 400÷500 MHz. Schema elettrico dell'eccitatore. Z1, Z2, Z3, Z4, Z5 = impedenze RF; Z6 = 13 spire, filo 0,5, diam. 10 mm; L1, L2, L3, L4, L5, L6 = vedi tabella pag. 217; Xtal = 7780 ÷ 8300 kHz.*

TABELLA DELLE BOBINE DEL TRASMETTITORE XTAL PER 400 ÷ 500 MHz.

BOBINA	SPIRE	DIAM. FILO	DIAMETRO AVVOLGIMENTO	LUNGHEZZA	SPAZIAT.	FREQUENZA MHz	NOTE
L 1	14	1,5 mm.	20 mm.	50 mm.	—	24	
L 2	3	1,5 mm.	30 mm.	—	2 mm.	72	in aria
L 3	1,5	1,5 mm.	10 mm.	—	—	144	in aria
L 4	1,5	1,5 mm	10 mm.	—	—	144	in aria
L 5	2 + 2	1,5 mm.	10 mm.	—	—	144	in aria
L 6	tubetti rame 6 mm., lunghezza 14 cm., distanza 30 mm.					—	
L 7	1 spira ad U	tubo 4 mm.	25 mm.	—	—	432	—
L 8	tubetti rame 6 mm., lunghezza 12 cm., distanza 30 mm.					—	
L 9	1 spira ad U	2 mm.	22 mm.	35 mm.	—	—	Link aereo

La neutralizzazione è necessaria solo sullo stadio amplificatore finale; si ottiene con due fili di rame, che, partendo dalla griglia di una delle valvole finali, si avvicina alla connessione di placca della valvola opposta. L'ottenuta neutralizzazione si noterà con il diminuire della corrente di placca nel punto di accordo, rispetto al dip precedentemente ottenuto, e con il rimanere invariata la corrente di placca dello stesso stadio, spostando il ponticello lungo il circuito volano finale, in assenza di eccitazione.

Questa operazione va fatta con tensione ridotta e molto rapidamente.

Se si notasse che lo stadio triplicatore non fornisce potenza sufficiente per eccitare lo stadio finale, vorrà dire che vi è deficienza d'uscita sulla « P 2000 » amplificatrice dei 144; in tal caso si proverà a cambiare la valvola (non ben efficiente), o eventualmente, se il difetto persistesse, o ancora se venissero usate valvole triplicatrici « dure » (cioè a bassa pendenza, come molti triodi e doppi triodi per O.U.C., specie americani), si potrà sostituire la « P 2000 » con altra valvola capace di erogare maggior potenza (VT501, 832, EL41) scartando i triodi, per non dover ricorrere a neutralizzazione anche in questo stadio. Al posto delle LD1 triplicatrici potrà essere messa una 6J6 con ottimi risultati. Tutti gli altri dati sono riportati sotto lo schema, tranne i valori delle bobine e linee che sono raggruppati in una tabellina riportata qui di seguito.

Conclusione

L'attività dei Radianti Italiani sulle onde ultracorte si fa via via più intensa, e d'altra parte molti ponti radio entrano in funzione anche da noi; per questo ho pensato che uno sguardo alle onde comprese tra il metro e i 50 centimetri potesse essere interessante. Spero di aver potuto, con questo articolo, risvegliar l'attenzione dei radianti su queste gamme che tante soddisfazioni possono dare, e solo nelle quali è possibile ancora « fare qualcosa di nuovo ». [i1AHO]

IL BC 348..... A DOPPIA CONVERSIONE!

di Amedeo Pepe

Il più grande desiderio di ogni radio-amatore è indubbiamente quello di possedere un ricevitore di elevate caratteristiche. Il dopo-guerra ha reso accessibili a molti i ricevitori professionali americani, tra i quali il più diffuso è certamente il BC. 348. Questo è stato modificato, vi è stato aggiunto il limitatore di disturbi, montate valvole a maggiore amplificazione, ma, raggiunto un certo limite, non pareva si potesse andare oltre. Ecco invece un sistema per migliorare ancora: la doppia conversione di frequenza.

Questo notevolissimo miglioramento delle prestazioni del BC.348 e di apparati simili, è possibile ottenerlo in modo quanto mai semplice abbinando a questo ricevitore un normalissimo 5 valvole di tipo commerciale. Qualunque tipo è adatto purchè, beu s'intende, sia supereterodina.

La doppia conversione è possibile in quanto il valore della media frequenza del BC.348 è di 915 kHz; basta perciò prelevare una piccola parte di segnale dall'ultimo stadio di MF e inviarla all'ingresso (antenna) del ricevitore commerciale; sintonizzare quest'ultimo su 915 kHz e tutto è fatto!

Per prelevare il segnale dalla MF il sistema più semplice è quello di avvolgere un paio di spire di un comune filo da collegamenti bene isolato in cotone o in gomma sul conduttore che dal terminale del secondario MF porta al terminale diodo CAV dello zoccolo porta valvola (anche sul conduttore placca-primario va bene). L'altro estremo del filo si avvolge per quattro o cinque spire sul normale filo d'antenna usato dal ricevitore commerciale.

Disposizione e accoppiamento tra i due ricevitori: il BC348 e la super a 5 tubi.

I risultati sono davvero soddisfacenti e dipendono in parte dalla qualità del ricevitore commerciale impiegato. Disturbi o interferenze non ne sono state notate; la sensibilità e sopratutto la selettività sono notevolmente migliorate.

Il sistema si può generalizzare essendo sufficiente disporre di un ricevitore la cui media frequenza sia compresa nella gamma ricevibile di un altro ricevitore per poter mettere i medesimi « in serie ».

L'OBSERVER SALUTA IL III PROGRAMMA

L'Observer — uno dei principali giornali domenicali inglesi — ha scritto il primo Ottobre scorso: « Questa sera la BBC « riceverà un lusinghiero complimento allorchè la Radio Italiana « darà inizio al suo Terzo Programma che, nel titolo e nelle « intenzioni, è del tutto modellato sul nostro ».

L'Observer ha aggiunto che « se la ricezione è buona come « affermano gli entusiasti della modulazione di frequenza, essa « potrà obbligare tutte le compagnie radio europee a esaminare « se l'impiego della modulazione di frequenza non sia l'unica « soluzione per uscire dall'attuale confusione di stazioni che si « interferiscono l'una con l'altra. Noi speriamo vi sarà un note- « vole scambio di programmi fra il nostro Terzo Programma e « quello italiano ».

ESPANSIONE DELLA RETE TELEVISIVA U.S.A.

La American Telegraph and Telephone Company ha intenzione di stendere nuove linee per il collegamento tra le varie stazioni televisive; alle attuali 54 stazioni già collegate dovrebbero venirne aggiunte altre 19, in modo che oltre l'80 per cento dei 7.500.000 apparecchi riceventi degli Stati Uniti si troveranno a portata di stazioni servite dalla rete nazionale.

Conoscere IL KLYSTRON *e* LA MODULAZIONE DI VELOCITÀ

LEONARDO BRAMANTI

(Parte Seconda)

b) Il klystron amplificatore a più cavità risonanti.

Del klystron amplificatore si è già parlato nel precedente paragrafo. Aggiungeremo alcune considerazioni particolari. Usualmente si è soliti distinguere i tubi amplificatori in *amplificatori di potenza* e in *amplificatori di tensione*, in funzione delle costanti dei circuiti e delle tensioni applicate agli elettrodi. Nel klystron amplificatore, i circuiti di entrata e di uscita (cavità risonanti) hanno approssimativamente uguale impedenza, motivo per cui in un klystron amplificatore il guadagno in potenza è esattamente uguale al quadrato del guadagno in tensione. Per di più, non avendosi tubi amplificatori klystron con impedenza d'entrata praticamente infinita, non si vede la possibilità di individuare tra essi dei veri amplificatori di tensione, almeno nell'accezione usualmente affidata alla definizione. Tuttavia è consuetudine chiamare amplificatori di potenza quei tubi klystron che, a scapito del guadagno, sono portati a funzionare nel punto della caratteristica al quale corrisponde, nella corrente elettronica pulsante attraverso la cavità ricettrice, un addensamento di elettroni « ottimo » a trasferire una maggiore potenza al circuito di utilizzazione. Un amplificatore che funziona in queste condizioni si suole chiamare pure amplificatore ad *alto livello*. Non ci soffermiamo in ulteriori particolari che esorbiterebbero dai limiti imposti a questa trattazione.

Particolare interesse rivestono i tubi amplificatori klystron a più cavità risonanti, funzionanti usualmente come amplificatori a più stadi in cascata. Questi tubi hanno caratteristiche veramente eccezionali. In fig. 8 è riprodotto un tipico klystron amplificatore in cascata a tre cavità risonanti. Una debole tensione a RF applicata all'apertura d'entrata, modula la velocità degli elettroni costituenti la corrente elettronica stazionaria emessa dal catodo. Per effetto della debole tensione applicata, la corrente elettronica non risulta convenientemente trasformata in una corrente elettronica avente una componente a RF al termine del primo spazio di variazione.

Il fascio elettronico a parziali addensamenti induce tuttavia nella seconda cavità risonante una oscillazione a RF di maggior ampiezza di quella applicata alla prima; in modo che alla precedente parziale modulazioni di velocità se ne sovrappone una seconda, più energica. L'effetto di questa è tale che, al termine del secondo spazio di variazione, alla corrente elettronica stazionaria fornita dal catodo si è sovrapposta una corrente elettronica oscillante a RF, con addensamento di elettroni « ottimo » a trasferire una grande potenza al circuito di utilizzazione. Mentre con un klystron amplificatore a due cavità il guadagno in potenza può raggiungere 15 unità, un solo tubo klystron amplificatore in cascata può fornire guadagni di alcune migliaia di unità, con potenze d'ingresso veramente modeste (15 W in uscita con 6 mW all'entrata). Anche in questo caso un'immagine molto suggestiva del fenomeno può essere ottenuta ricorrendo ai diagrammi di Applegate.

c) Il tubo klystron come moltiplicatore di frequenza.

E' in definitiva un tubo amplificatore leggermente modificato, nel quale la frequenza dell'oscillazione all'uscita è multipla della frequenza dell'oscillazione all'entrata. In fig. 9 è riportato, nelle sue linee generali, un tubo klystron moltiplicatore di frequenza. Comunemente un klystron moltiplicatore di frequenza richiede una potenza d'entrata maggiore di un klystron amplificatore, a parità di frequenza d'entrata, giacchè lo spazio di variazione è tenuto nel primo tubo più corto al fine di evitare l'effetto di dispersione, a causa di cariche spaziali, degli addensamenti di elettroni che determinano la componente elettronica a RF.

Infatti la diminuzione della lunghezza dello spazio di variazione richiede una maggiore tensione a RF applicata alla cavità addensatrice a parità di effetto prodotto. L'uso di un tubo a più cavità risonanti permette di usare potenze d'entrata più piccole. Un tipico tubo klystron amplificatore-moltiplicatore a tre cavità, è del tutto simile all'amplificatore a tre cavità schematizzato in fig. 8, con la sola differenza che la terza cavità è più piccola e accordata su una armonica della frequenza del segnale applicato all'entrata. Le prime due cavità risonanti funzionano da unità amplificatrice, secondo lo schema altrove tracciato. Pochi milliwatt all'entrata sono sufficienti per indurre una oscillazione a RF nella seconda cavità, sufficiente per sovrapporre alla corrente elettronica stazionaria una corrente elettronica pulsante a RF all'entrata della terza cavità risonante. Un tubo di questo tipo può anche fornire un debole guadagno in potenza.

d) Il tubo klystron a due cavità come oscillatore.

Un tubo di questo tipo è del tutto simile a quello schematizzato in fig. 1. Le due cavità risonanti sono, al solito, separate da uno spazio esente da campi, ma tra loro accoppiate mediante uno spezzone di cavo coassiale. Si può così trasferire dalla cavità ricettrice alla cavità addensatrice una tensione di eccitazione che consente il mantenimento delle oscillazioni. I tubo può funzionare quale oscillatore solamente se sono rispettate alcune relazioni di fase tra le grandezze elettriche che compaiono nei circuiti della cavità addensatrice e della cavità ricettrice. Diciamo E_1 la tensione a RF applicata alle griglie della cavità addensatrice e I_2 la corrente che scorre nel circuito di uscita. Si dimostra che gli elettroni che attraversano l'apertura d'entrata, allorchè il valore instantaneo della E_1 è nullo, si ritrovano al termine dello spazio di variazione al centro di un addensamento di elettroni, in quanto raggiungono in tale regione gli elettroni più lenti transitati alle griglie d'entrata nel semiperiodo precedente in cui E_1 aveva valori negativi, e sono a loro volta raggiunti dagli elettroni più veloci transitati nel semiperiodo seguente in cui E_1 ha valori positivi. Allo scopo di trasferire un massimo di energia al circuito utilizzatore è necessario che gli addensamenti di elettroni giungano alle griglie della cavità ricettrice quando il campo elettrico a RF localizzato a cavallo delle stesse è massimo e in direzione tale da decelerare gli elettroni. Poichè è richiesta anche la condizione che la potenza trasferita al circuito d'uscita sia massima, tensione e corrente devono risultare in fase o, al massimo, con piccolissimo sfasamento. Gli elettroni sono cariche negative, quindi al loro passaggio per l'apertura di uscita deve corrispondere nel circuito di uscita un valore massimo negativo della corrente I_2. Detta ω_1 la pulsazione delle oscillazioni elettriche in gioco e t_1 il tempo di transito (dall'apertura d'entrata a quella di uscita) degli elettroni che non hanno subito modulazione di velocità (perchè transitati alle griglie di entrata quando il valore istantaneo di E_1 è nullo), l'espressione:

$$\omega_1 t_1 + \pi/2$$

rappresenta l'angolo di sfasamento esistente tra la E_1 e la I_2. Ma la cavità ricettrice e la cavità addensatrice sono tra loro accoppiate mediante uno spezzone di cavo coassiale, per effetto del quale, nel circuito di reazione, E_1 e I_2 risultano sfasati da un certo angolo φ. La relazione di fase che deve essere rispettata affinchè il tubo possa generare oscillazioni è la seguente:

$$\omega_1 t_1 + \pi/2 + \varphi = 2\pi n ,$$

dove n deve essere un numero intero.

La condizione imposta, può rendere critico il funzionamento del tubo klystron quale oscillatore, in quanto mentre il tempo di transito t_1 può essere modificato entro ampi limiti, agendo sulla tensione di accelerazione, lo sfasamento φ può essere modificato solo agendo sulla frequenza delle oscillazioni generate.

Considerando l'impedenza di trasferimento del sistema di accoppiamento come funzione dell'angolo di fase, le condizioni affinchè il tubo klystron possa generare oscillazioni si enunciano: *l'impedenza di trasferimento del sistema deve essere uguale all'inverso della mutua ammettenza del tubo e lo sfasamento lungo tutto il circuito di reazione deve essere uguale a zero.*

Il rendimento del klystron come generatore di oscillazioni non è molto elevato, comunque è superiore a quello corrispondente all'impiego di triodi in circuito Barkhausen. Il rendimento teorico massimo è del 58%, in pratica è sensibilmente inferiore.

e) Il klystron reflex

E' un particolare tipo di klystron avente una sola cavità risonante e un elettrodo repulsore, destinato a respingere il fascio elettronico a successivi addensamenti di elettroni, ottenuto mediante *modulazione di velocità*. Il tubo klystron reflex può essere impiegato quale generatore di oscillazioni a RF ad altissime frequenze e basse potenze (ad esempio 20 mW a 25.000 MHz) e soprattutto quale oscillatore locale in radioricevitori radar supereterodina.

In fig. 10 è rappresentato schematicamente un tubo klystron reflex. Un cannone elettronico fornisce un sottile fascio di elettroni, il quale, come negli usuali tipi di klystron, giunto nel piano anodico, per effetto della struttura dell'elettrodo di comando, prosegue oltre, lungo l'asse del tubo fino a raggiungere l'apertura della cavità, con velocità media costante, funzione del potenziale di accelerazione. Un campo elettrico a RF (con direzione parallela alla traiettoria degli elettroni) applicato a cavallo dell'apertura di entrata, tra le due griglie della sezione capacitiva della cavità risonante, modula la velocità degli elettroni appartenenti al fascio. Per effetto di tale campo, alcuni elettroni risultano accelerati, altri decelerati durante la seconda parte del ciclo a RF, mentre la velocità di altri elettroni ancora, non subisce variazione alcuna giacchè questi ultimi transitano nell'istante in cui il campo a RF si è annullato. Si suppone che la variazione di velocità introdotta dal campo a RF sia piccola e che nel corso di un ciclo a RF un ugual numero di elettroni risulti accelerato e decelerato.

A breve distanza dall'apertura della cavità risonante si trova l'elettrodo repulsore opportunamente sagomato, cosicchè gli elettroni non appena usciti con velocità diverse dalla cavità incontrano un campo elettrico ritardante, per effetto del quale vengono energicamente decelerati, arrestati e quindi respinti ulteriormente nella cavità risonante. L'azione esercitata dal campo riflettente dipende evidentemente dalla velocità posseduta dagli elettroni, cosicchè essi impiegheranno tempi tanto maggiori per ritornare nella cavità quanto più elevata sarà la loro velocità iniziale, all'uscita dell'apertura. Come è possibile fare in modo che più gravi lanciati verso l'alto in più istanti successivi di tempo, con velocità iniziali opportunamente decrescenti da un massimo a un minimo, ricadano contemporaneamente sulla terra per azione del campo gravitazionale, così nel klystron reflex è possibile scegliere la lunghezza dello spazio di repulsione (compreso tra l'elettrodo repulsore e la cavità) nonchè i potenziali di accelerazione e di repulsione in modo che tutti gli elettroni, transitati una prima volta attraverso l'apertura della cavità nel semiciclo a RF durante il quale il campo elettrico passa dal valore massimo accelerante al massimo decelerante, ricadano contemporaneamente nella cavità stessa. Il fenomeno è schematicamente rappresentato in fig. 11. Gli elettroni transitati una prima volta all'apertura di entrata nell'istante t in cui il campo a RF si annulla (passando da accelerante a decelerante) raggiungono nell'istante $t + t_0$ (dopo essere stati respinti dall'elettrodo repulsore) gli elettroni transitati una prima volta un quarto di ciclo a RF in ritardo (elettroni decelerati), ma sono a loro volta raggiunti da quelli transitati un quarto di ciclo a RF in anticipo (elettroni accelerati). Il tempo t_0 è definito *tempo medio di transito* e corrisponde a un certo numero N di cicli a RF (numero che può anche non essere intero).

Se l'arrivo periodico degli addensamenti di elettroni, che in tal modo si formano, avviene allorchè il campo elettrico a RF è di segno tale da decelerare gli elettroni che giungono alla cavità dalla banda dell'elettrodo repulsore, si ha un trasferimento di energia alla cavità risonante da parte della corrente elettronica modulata in velocità a spese dell'energia cinetica posseduta dagli addensamenti di elettroni. I pochi elettroni isolati che arrivano alla cavità allorchè il campo a RF è tale da provocare una accelerazione degli stessi, abbandonano definitivamente la cavità con velocità più elevate e sottraggono una piccola aliquota di energia al campo a RF. Se la condizione ora detta è verificata, il tubo è in grado non solo di compensare le inevitabili perdite nella cavità risonante, ma anche di trasferire energia a un circuito esterno (tubo generatore di oscillazioni ad altissima frequenza). Perchè ciò avvenga in tempo medio di transito t_0 non può essere qualsiasi, ma come appare anche da un sommario esame della fig. 11, deve essere tale da corrispondere a un numero intero di cicli a RF meno un quarto, cioè deve essere $N = (n - 1/4)$, essendo n un numero intero. In fig. 11 è $n = 2$. In pratica il tempo medio di transito corrisponde a valori di N compresi tra $(2 - 1/4)$ e $(11 - 1/4)$ cicli a RF.

*

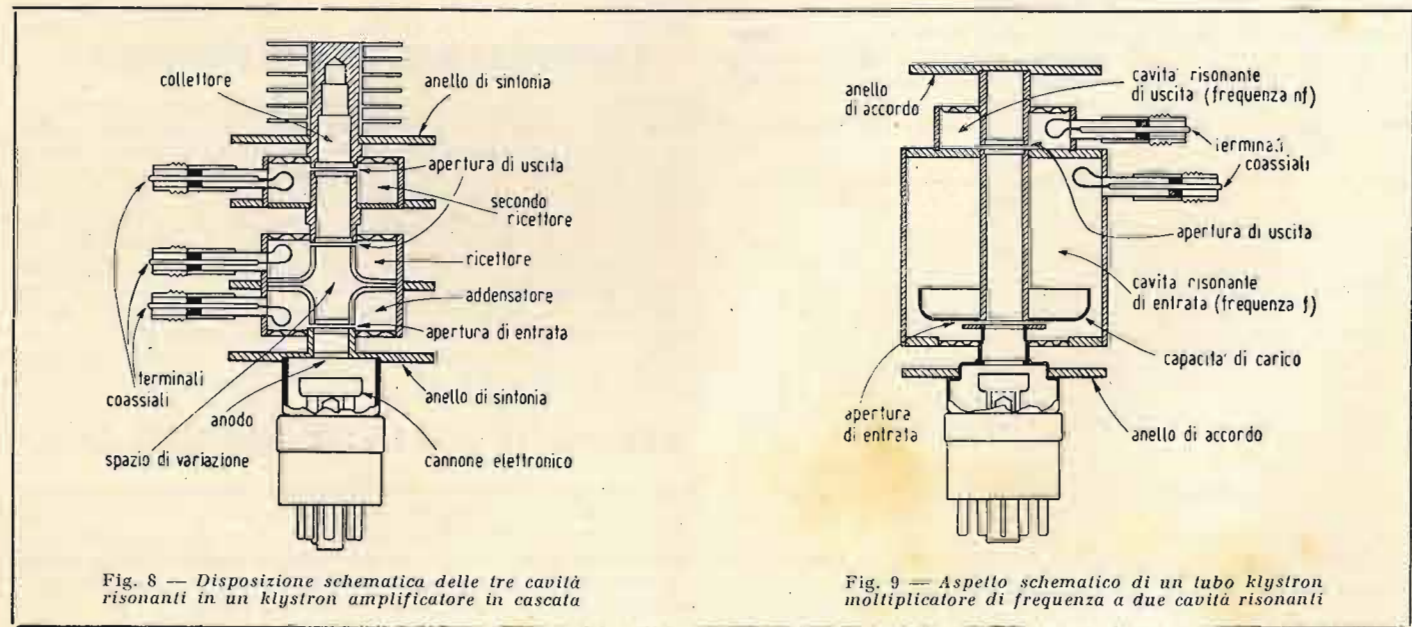



Fig. 8 — *Disposizione schematica delle tre cavità risonanti in un klystron amplificatore in cascata*

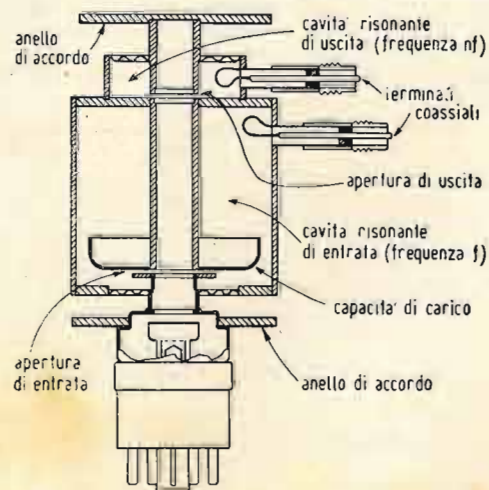



Fig. 9 — *Aspetto schematico di un tubo klystron moltiplicatore di frequenza a due cavità risonanti*

Fig. 10 — *Klystron reflex. In alto è visibile, schematizzato, l'elettrodo repulsore*

Fig. 11 — *Diagramma di Applegate relativo a un tubo klystron reflex*

IL PIANO DI COPENAGHEN E IL VALORE DELLE MF

di FRANCO TACCANI

L'entrata in vigore del Piano di Copenaghen (15 marzo 1950) ha posto, tra gli altri, anche, o per meglio dire, di bel nuovo, il problema del « valore ottimo » in frequenza da assegnarsi alle Medie Frequenze.

Qualsiasi raccolta di schemi di radioricevitori di questi ultimi tre lustri può documentarci sul lento ma costante variare di questo valore che ha conosciuto all'origine, ossia alla comparsa della supereterodina, dei minimi sui 125 kHz per poi nobilitarsi — diciamo così — e raggiungere valori dai 455 ai 478 kHz negli ultimi anni e nei più recenti modelli.

In realtà, il valore da assegnarsi alle Medie Frequenze non può essere stabilito a caso, in quanto che più fattori concorrono a far preferire un valore piuttosto che un altro, tenuto per di più conto che, come si vedrà, anche la variazione di qualche chiliciclo in più o in meno ha la sua importanza.

Come si è detto, attualmente il valore delle M.F. copre una gamma di valori compresi, a secondo le varie case costruttrici di radioricevitori, fra i 450 e i 480 kHz, in base al criterio di non avere interferenze dirette nella gamma di onde medie (lato delle frequenze più basse, attorno cioè ai 515 kHz), di avere sufficientemente lontane tra di loro fondamentale e immagine in Onde Medie (da qui l'abbandono dei 125, 175, etc. kHz che, come minimo, esigevano circuiti accordati supplementari e di avere quanto più possibile distanziate immagine e fondamentale in Onde Corte, allo scopo di aumentare la selettività all'immagine che non sempre la naturale selettività dei circuiti selettori riesce ad assicurare.

Di qui appunto i valori di M.F. comunemente spostati verso i 480 kHz.

Non sempre però si prendono nella dovuta considerazione due altri fattori di non minore importanza.

Tanto per metterci su un piano pratico di discussione, ammettiamo di dover esaminare il problema in oggetto su una comune supereterodina a 5 valvole, senza circuito trappola per M.F. in aereo e senza naturalmente stadio amplificatore di A.F.

I due fattori che, così posto il problema, consigliano di scegliere con cautela il valore di M.F. rispondono a queste eventualità:

I) che la seconda armonica di una emittente Onde Lunghe entri direttamente in M.F.,

II) che la seconda armonica della M.F. coincida con la frequenza di una potente emittente di Onde Medie.

Il che in parole povere significa che per valori di M.F. compresi tra i 450 e i 480 kHz abbiamo: nel caso I) che le emittenti O.L. comprese fra i 225 e i 240 kHz possono interferire con le M.F. e, nel caso II) che la seconda armonica delle M.F. batte, per così dire, il campo delle Onde Medie nella gamma fra i 900 e i 960 kHz, gamma ricca in buona parte di emittenti centroeuropee di rilevante potenza (ordine dei 150 kW).

Senza essere troppo ottimisti sulla possibilità che la 2ª armonica di Varsavia, o di Lussemburgo, o di Leningrado (vedi grafico allegato) entri in una M.F. di valore doppio della loro portante, bisognerà pur sempre considerare che è indubbio che una M.F. a 472 kHz renderà impossibile la ricezione di Radio Tolosa che emette su 944 kHz, appunto il doppio della frequenza data a quella M.F.

Fatte queste osservazioni, a nessuno potrà sfuggire l'importanza di esaminare, quando si sia per scegliere il valore da assegnarsi alle M.F., il campo delle armoniche e delle sub-armoniche interessato, tanto più che queste interferenze popolano di fischiettamenti tutto il quadrante.

Inoltre bisogna considerare, oltre alle frequenze pure interessate, anche le bande di trasmissione, ossia i canali di 9 kHz, e la banda passante in M.F., curva di selettività alla mano. E' però da notarsi che queste ultime considerazioni hanno valore solo per campi molto intensi, e che quindi questo problema interessa solo le zone geograficamente prossime a trasmettitori eventualmente interferenti.

Per ultimo, inoltre, viene il fattore commerciale a richiamare l'attenzione sul problema in discussione, poichè, a secondo che la produzione venga avviata al mercato nazionale piuttosto che a quello estero, o, come sarebbe augurabile, per il caso inverso, il problema acquista particolare importanza.

Sarebbe interessante osservare le reazioni che oltre al ricevitore farebbe il buon cittadino di Bruxelles cui capitasse in casa un apparecchio con M.F. tarate a 463 kHz, emettendo la stazione di Bruxelles II su 926 kHz con 150 kW. Su quali valori converrà quindi appoggiarsi nell'assegnare alle M.F. una data frequenza?

In Italia naturalmente, more solito, ognuno fa per proprio conto e, ancor più naturalmente, diversamente dall'altro. Nè d'altro canto mi risulta che la faccenda abbia sollevato particolari discussioni in via ufficiale dopo il 15 marzo u.s. Se guardiamo in casa d'altri, vediamo invece che il Piano di Copenaghen ha portato a particolari assestamenti.

Ad esempio, in Francia « Toute la Radio », nei numeri 144 e 145 (marzo, aprile-maggio 1950), esamina il problema dell'entrata in vigore del Piano e delle sue conseguenze rispetto ai battimenti con e nelle M.F. In passato il Sindacato Costruttori Radio aveva fissato « standardizzandolo » il valore delle M.F. a 472 kHz. Ottimo valore, ma per il passato. Non più oggi che Tolosa emette su 944 kHz esattamente la 2ª armonica di 472 kHz. Il nuovo valore è stato quindi fissato concordemente a 480 kHz. Norme transitorie, quali ad esempio l'allineamento a 480 kHz delle scorte di magazzeno delle M.F. a 472 kHz permetterà lo smaltimento delle M.F. di vecchia costruzione.

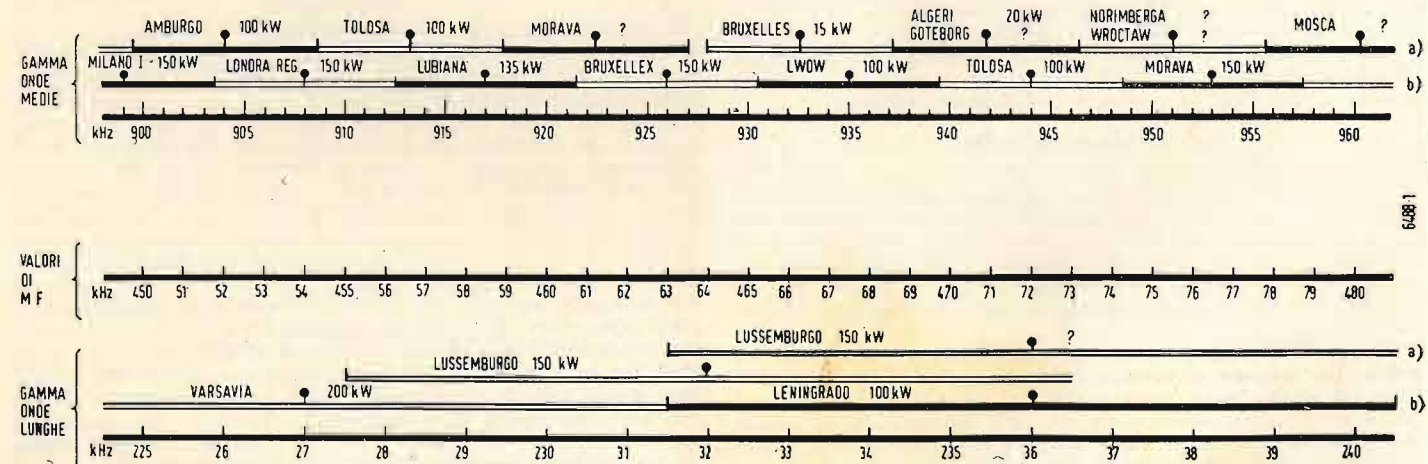
Viene consigliato l'uso, nonostante il cambiamento, di un « bon circuit bouchon » (tra l'altro Londra emette a 908 kHz e Milano I a 899 kHz).

Plausi naturalmente al nuovo valore che non dovrebbe essere interferito dall'onda 454 kHz utilizzata solo per servizi in alto mare, e la considerazione che anche gli americani da anni adottano questa frequenza e ci si trovano benissimo.

Per quanto concerne l'Italia a questo punto si potrebbe aprire la discussione, poichè in fatto di interferenze del genere prospettato i tecnici in questi ultimi mesi credo ne abbiano rilevate svariate a secondo delle varie case e dell'anzianità dei ricevitori.

Personalmente ritengo che si possano trascurare le armoniche delle emittenti di Onde Lunghe e quindi i relativi disturbi eventuali, anche se qualche stazione sia ricevibile discretamente.

Le interferenze invece con le emittenti di Onde Medie sono invece all'ordine del giorno, soprattutto ora che il campo inte-

(segue a pag. 226)

In a) è rappresentata la situazione ante Piano di Copenaghen, in b) è rappresentata la situazione post Piano di Copenaghen

APPARATI ELETTRONICI PER LA RICERCA DEL PETROLIO

A CURA DI G. A. UGLIETTI

Premessa

I recenti ritrovamenti di giacimenti petroliferi nella Val Padana hanno fatto sì che le ricerche geofisiche siano divenute un problema di notevole interesse generale; pertanto crediamo fare cosa gradita ai nostri affezionati lettori illustrando qui di seguito, sia gli apparecchi che vengono impiegati in tali ricerche, sia i principi fisici del metodo.

Generalità

Lo studio approfondito dei fenomeni sismici naturali quali i terremoti, od occasionali come ad esempio lo scoppio di forti quantità di esplosivo che si riscontrano nelle grandi mine, nelle postazioni di artiglierie di grosso calibro, nelle esplosioni accidentali di polveriere, ecc. ha fornito attraverso un lungo tempo di osservazione e ricerca le leggi di propagazione delle perturbazioni di tipo elastico. Dopo la 1ª Guerra Mondiale vennero effettuate le prime ricerche pratiche secondo i metodi sismici; metodi che si basano appunto sulla prospezione del sottosuolo mediante onde elastiche create da una sorgente d'urto che nella quasi totalità dei casi è lo scoppio di una carica di esplosivo particolarmente adatto (es. dinamite gomma). Poichè sia la velocità che l'ampiezza di tali onde sono funzione delle proprietà meccaniche delle zone sottostanti, ne risulta la possibilità di conoscere con buona approssimazione la natura e configurazione degli strati del sottosuolo. Si hanno due metodi distinti e precisamente il « metodo di rifrazione » e quello di « riflessione ». Il primo studia gl'impulsi « rifratti ». il secondo quelli « riflessi » alla superficie di separazione di due strati geologici di natura diversa. Se si fa avvenire uno scoppio in un punto della superficie del terreno e se a determinate distanze da questo si registrano con adatti apparecchi sia l'arrivo degli impulsi sismici prodotti dalla esplosione sia l'istante di scoppio, si può ricavare la velocità di propagazione delle onde elastiche.

Per prospezioni a grandi profondità, come nel caso della ricerca di petrolio nella Val Padana, viene impiegato il « metodo di riflessione » e pertanto in seguito accenneremo solo a quest'ultimo.

Metodo di riflessione

Il principio del metodo di riflessione è in prima analisi oltremodo semplice: consistente nel calcolare la distanza di uno strato misurando il tempo richiesto dalla « eco » per ritornare alla superficie e la velocità di propagazionze dell'onda; fin qui tutto avverrebbe analogamente ai ben noti scandagli acustici subacquei impiegati appunto per misurare rapidamente le profondità dei fondali marini, se nonchè lavorando nel terreno anzichè nell'acqua, la tecnica relativa risulta assai più ardua e le misurazioni più difficoltose; il sottosuolo è molto complesso ed è molto più difficile rilevare le vere riflessioni da quelle spurie; più arduo ancora è il problema d'interpretarle.

In fig. 1 è illustrato in via d'esempio un equipaggiamento sismico di riflessione per la ricerca del petrolio e il modo come è

Fig. 1 - *Diagramma funzionale di equipaggiamento sismico di riflessione per la ricerca del petrolio.*

Fig. 2 - *Esempio di sismogramma.*

Fig. 4 - *Curva di responso di un geofono ed effetto dello smorzamento.*

Fig. 5 - *Schema funzionale di un apparato sismico di riflessione.*

Fig. 3 - *Rappresentazione schematica di un geofono*

disposto sul terreno da esplorare. In G viene praticata una perforazione nel terreno profonda una decina di metri circa e in essa viene posta una carica di dinamite di qualche chilogrammo unitamente a un detonatore elettrico H che è collegato all'esploditore a dinamo I; dalla carica G parte pure una linea che interrompendosi all'istante dello scoppio provoca la registrazione sull'apparecchio L; a una determinata distanza da G vengono collocati degli apparecchi atti a trasformare le vibrazioni meccaniche del terreno in oscillazioni elettriche; essi sono detti « geofoni » e sono contraddistinti in fig. 1 con lettere da A a F. Da ogni geofono parte un cavo che lo collega indipendentemente con l'apparecchio di registrazione L; il funzionamento dell'equipaggiamento è il seguente: a un dato istante mediante l'esploditore L si fa esplodere la carica di dinamite G; per effetto dell'esplosione la linea dell'istante di scoppio s'interrompe e l'apparecchio L registra su pellicola o carta sensibile l'istante in cui ciò è avvenuto. Contemporaneamente da G si dipartono gl'impulsi elastici che in parte raggiungono direttamente i geofoni $A \ldots F$ (percorso omesso in fig. 1) e in parte indirettamente solo dopo essersi riflessi in corrispondenza dei vari strati del sottosuolo come indicato in figura. I geofoni (che si possono considerare dei microfoni speciali) all'arrivo di queste riflessioni generano una corrente elettrica che tramite i rispettivi cavi aziona l'apparecchio L che a sua volta impressiona la stessa carta sensibile in movimento su cui è avvenuta la registrazione dell'istante di scoppio. Essendo i geofoni equidistanti dal punto G il geofono A che è situato più vicino, entra in funzione per primo subito seguito dal geofono B, C, ecc.

La presenza degli strati e della polla di petrolio dell'esempio di fig. 1 vengono rilevati interpretando con metodi matematici il « sismogramma » ossia la striscia di carta sensibile su cui l'apparecchio L ha registrato l'andamento e il susseguirsi dei vari impulsi. In fig. 2 viene riportato il sismogramma relativo alla prospezione di fig. 1. In esso si vedono la linea N che rappresenta nel punto I l'istante in cui è avvenuto lo scoppio; infatti il raggio del galvanometro corrispondente ha, a un dato istante, bruscamente deviato verso l'alto e ciò nell'attimo in cui l'esplosione ha interrotto la linea reltiva; in A, B, C, D, E, F compaiono le registrazioni effettuate dai sei galvanometri, ciascuno corrispondente a un geofono. E' ben visibile che il geofono A ha ricevuto l'impulso in anticipo rispetto ai susseguenti e in P e Q compaiono le riflessioni dovute agli strati A e B (vedi fig. 1).

Oltre le registrazioni suddette ne compare un'altra a cui fino ad ora non era stato accennato; ossia la registrazione del tempo; un particolare dispositivo detto « marcatempo » imprime col suo raggio luminoso tante linee verticali tra loro parallele ed equidistanti.

Dato che la velocità di movimento della carta sensibile viene mantenuta rigorosamente costante durante la registrazione viene fatto in modo che l'intervallo fra una linea verticale e l'altra corrisponda esattamente ad esempio a 1/100 di secondo. Essendo nota la distanza fra G e i vari geofoni, in quanto viene preventivamente misurata sul terreno, ed essendo pure noto il tempo per quanto visto sopra, resta così possibile ricavare la velocità delle varie onde.

Descrizione dell'apparecchiatura

Accennato per sommi capi alle modalità seguite nelle misure sismiche, descriveremo più dettagliamente i vari elementi che compongono l'apparecchiatura. Gli organi che captano le vibrazioni del suolo sono come già visto i « geofoni » detti talvolta anche « sismometri ». Essi possono distinguersi in vari tipi:

a) secondo la natura delle vibrazioni del terreno che devono misurare;

b) accordati o non accordati;

c) secondo il modo come rispondono alla componente di moto verticale rispetto a quella orizzontale;

d) conformemente al principio che sfruttano per trasformare le vibrazioni meccaniche in elettriche.

La prima classificazione *a*) può a sua volta essere suddistinta in tre categorie, e precisamente: « accelerometri » (particolarmente sensibili ai moti accelerativi del terreno), hanno periodo proprio elevato; « a velocità », misurano entro certi limiti il rapporto di moto del suolo rispetto a una massa inerte relativamente fissa, il periodo proprio di questo tipo di geofono è intermedio; « tipo a spostamento » realizzato in modo che la resa elettrica è proporzionale allo spostamento del terreno, hanno periodo proprio molto basso.

Per quanto concerne la calssificazione *b*) si hanno geofoni « accordati » quando il periodo proprio coincide con la gamma di frequenza da misurare; « non accordati » se la frequenza propria non cade entro detta gamma.

I geofoni in generale si compongono di un sistema meccanico vibrante avente una determinata frequenza propria e lavorano su un trasduttore di energia; le parti essenziali di un geofono (vedi fig. 3) sono:

— una robusta scatola stagna di protezione A che durante le misure viene posta a contatto col terreno o meglio ancora infossata in esso; una massa pesante M che è fissata alla scatola tramite una molla o sospensione elastica B, e infine un elemento mobile C che trasforma i moti della massa pesante in energia elettrica. Il funzionamento è il seguente:

Al sopraggiungere dell'onda sismica la scatola stagna A subisce uno spostamento; infatti la frequenza di vibrazione della scatola segue molto fedelmente le vibrazioni del terreno, per reazione la massa pesante M subisce uno spostamento *relativo* rispetto alla scatola e al magnete permanente D a quest'ultima solidale; poichè la bobina mobile C è a sua volta solidale con M ne risulta che le linee di forza del magnete D in corrispondenza del traferro tagliano le spire della bobina C e inducono in essa una f.e.m. avente andamento identico all'onda sismica; questa f.e.m. indotta tramite un cavo di collegamento viene inviata all'apparecchio di registrazione. La frequenza propria del sistema reagente M è bene cada al difuori della gamma da registrare, ciò si ottiene facilmente mediante smorzamento meccanico, elettrico o misto e ciò impedisce alla massa pesante di continuare ad oscillare anche quando le onde sismiche sono cessate.

La frequenza delle onde elastiche create dallo scoppio dell'esplosivo, varia generalmente da zona a zona, in genere l'assorbimento da parte del terreno è maggiore per le frequenze elevate che non per quelle basse, in pratica la gamma utile si estende da 16 a circa $80 \div 100$ Hz.

Essendo sempre troppo basso il livello del segnale d'uscita dei geofoni per azionare direttamente il registratore ottico, s'interpongono in corrispondenza di ognuno d'essi speciali amplificatori di bassissima frequenza che forniscono ciascuno guadagni compresi tra 100 e 150 dB e sono corredati di complessi sistemi di filtri; tuttavia la curva di responso dei geofoni è essenziale per una buona riuscita delle misure essendo sconsigliabile anche se possibile, correggerne il responso mediante particolari sistemi filtranti; richiamandoci alla fig. 4 si noterà come è possibile variando il coefficiente di smorzamento k neutralizzare gli effetti del periodo proprio di risonanza. Nell'esempio di fig. 4 la frequenza propria è di 7 Hz e l'uscita è massima a tale frequenza per $k = 0$; il fenomeno è ancora sensibile per $k = 0{,}36$; scompare per $k = 0{,}7$ e si sposta verso valori più elevati per $k = 1$; pertanto $k = 0.7$ è il valore ottimo da adottare in pratica.

Come già accennato in precedenza si hanno geofoni impieganti trasduttori basati su principi diversi, oltre il tipo a bobina mobile già descritto e che è il più diffuso si hanno tipi piezoelettrici, capacitivi, termoelettrici, elettronici, ecc. ecc.

L'apparecchiatura per prospezioni geofisiche col metodo di riflessione, può in via esplicativa, riassumersi schematicamente come in fig. 5.

Oltre all'esploditore I e alla carica esplosiva G notiamo che i geofoni $A \ldots F$ sono collegati ciascuno con un amplificatore con filtri, che a sua volta aziona un galvanometro a specchio. La linea L passando attraverso un dispositivo di controllo M aziona un settimo galvanometro N. Per semplicità sono stati indicati fin qui solo apparecchiature a sei canali, mentre in pratica non se ne usano mai meno di dodici e ciò per rendere più celeri le prospezioni. Sempre nello schema di fig. 5 si notano due lampadine U e V che simboleggiano le sorgenti luminose, e precisamente U illumina gli oscillografi $N \ldots T$, e V manda il suo raggio attraverso le fenditure radiali di un disco X impressionando così verticalmente la carta sensibile a intervalli costanti di tempo; ciò è possibile in

(segue a pag. 226)

Apparecchiatura sismica a 24 canali (National Geophysical Co. Inc.)

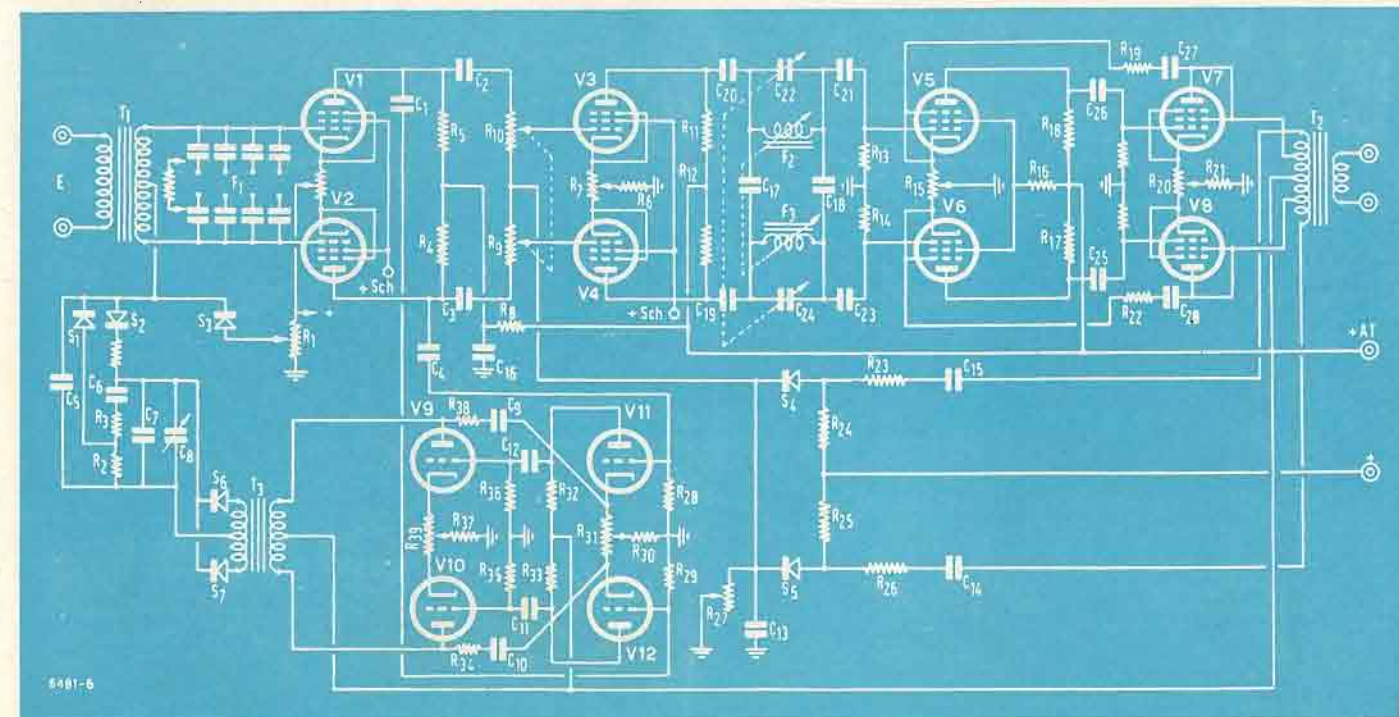



Fig. 6 - *Schema di amplificatore per apparato sismico di riflessione (Electr. Supply Corp.).*

SURPLUS... IL RICEVITORE PER VHF R. 1132 A

(Parte seconda)

a cura di Giuseppe Borgonovo

Installazione

Il ricevitore va accuratamente tarato prima di essere installato. *con la serie di tubi che si intendono usare in servizio.* E' conveniente estrarre l'apparato dalla cassetta ed accertarsi che i tubi siano ben fissati sui rispettivi zoccoli.

E' importantissimo che certi componenti come le induttanze di sintonia ed i compensatori di taratura non vengano toccati. In particolare le piccole induttanze di sintonia sono assai critiche.

Uso

Prima che il ricevitore venga montato nel rack inserire l'attacco a 6 capi dell'alimentazione e della linea telefonica nell'apposito bocchettone posto sul retro del ricevitore, nonchè l'attacco coassiale d'aereo; si ricorda che l'impedenza d'ingresso dell'apparato è di 52 ohm.

Inserire la cuffia telefonica nella presa jack segnata « *Monitor* ». Inserire il commutatore dell'attenuatore sulla posizione « — 6 dB » e quello del C.A.V. sulla posizione « *Automatic gain control* ». Ricercare col comando di sintonia il segnale desiderato.

Lo strumento indicatore di sintonia è stato previsto anzitutto per facilitare l'esatta sintonia, ma serve anche a dare un'indicazione abbastanza approssimata dell'intensità dei segnali ricevuti. Infatti la deviazione dello strumento è proporzionale all'intensità del segnale in arrivo. La tabella qui riportata indica i valori di intensità dedotti dalle letture:

TABELLA 1.

Campo in microvolt	Lettura dello strumento
0	4,7
10	4,5
100	3,4
1000	2,9
10000	2,0
100000	1,4

Per l'uso del ricevitore per comunicazioni mantenere il commutatore del C.A.V. in posizione « *Automatic gain control* », ed impiegare solo i comandi « *Tuning* », « *L/F Gain* » ed « *Attenuator* ».

Quando il ricevitore viene impiegato per radiogoniometria attenersi a quanto segue: disinserire il C.A.V. e portare l'attenuatore su « — 6 dB », portare il comando « *L/F Gain* » al massimo e ridurre il segnale ad un livello conveniente a mezzo del comando di sensibilità. Per evitare sovraccarichi ed avere un minimo ben netto è molto importante che il segnale sia ridotto al minimo compatibile con le caratteristiche di ambiente. Nel caso di segnali non modulati inserire l'oscillatore di nota ed ottenuta una nota udibile ricercare il minimo nel modo convenzionale.

La fig. 3 mostra l'interno del ricevitore.

Modifiche per uso radiantistico

Data la particolare costruzione dell'amplificatore di media frequenza il ricevitore permette una ricezione *assolutamente priva di soffio* anche per valori molto elevati di sensibilità. Questa caratteristica, unita a quella della larga banda passante, è tale da farlo preferire nettamente ai ricevitori a doppia conversione (che sono per natura assai selettivi) ed anche ai ricevitori tipo S36 e simili, che mantengono un fattore di soffio almeno triplo di quello dell'R.1132A.

Per ottenere da detto ricevitore il massimo rendimento nelle bande VHF è necessario sostituire i tubi di RF e di conversione con altri che consentano un funzionamento a pieno regime alle frequenze accennate (144 MHz). La fig. 5 mostra l'unità di RF per il funzionamento in tale banda, dopo le modifiche.

Per la conversione di frequenza sono stati impiegati rispettivamente un pentodo 954 ed un triodo 955 per l'oscillatore locale. Detti tubi sono stati scelti per la loro struttura che si presta ad un montaggio veramente eccellente per quanto riguarda frequenza di lavoro e brevità delle connessioni.

Per l'amplificatore di RF la scelta non è stata così semplice, in quanto occorreva un tubo che ad un'impedenza d'ingresso tale da consentire un buon funzionamento alle accennate frequenze unisse una resistenza equivalente di soffio minima, esigenze queste contrastanti fra loro. Dopo diverse prove si è rivelato migliore di tutti il tubo miniatura 6AK5 che ad una elevata impedenza d'ingresso (7500 ohm) unisce una resistenza equivalente assai bassa (385 ohm).

Il circuito dello stadio amplificatore di RF non differisce molto

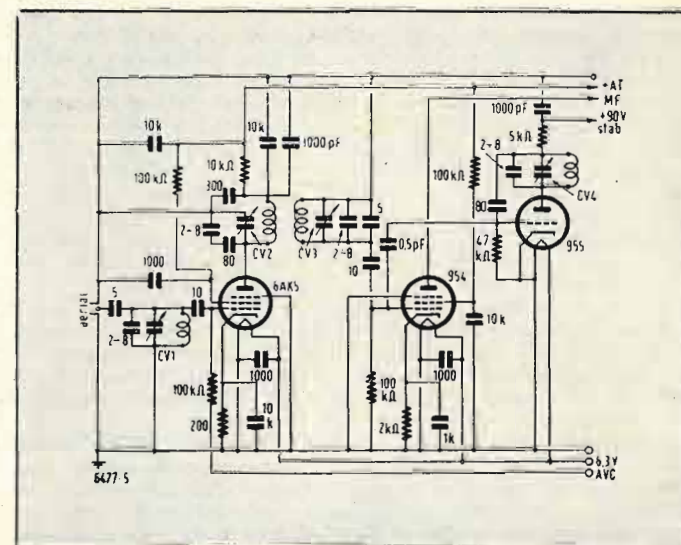



Fig. 6. - *Schema elettrico dell'unità di RF dopo le modifiche. I valori dei componenti si riferiscono al funzionamento nella gamma 144 MHz.*

da quello originariamente impiegato, nonostante il tubo 6AK5 lavori a piena amplificazione. Per non caricare eccessivamente il circuito di aereo la presa è stata fatta direttamente ad un estremo dell'induttanza *L*1; e il sistema di accoppiamento dello stadio RF al convertitore non è stato modificato. Lo stadio convertitore funziona con iniezione di griglia controllo sul tubo 954; tale sistema è stato scelto per la sua comoda realizzazione costruttiva. nulla vieta però di adottare un'iniezione di soppressore che dà anch'essa ottimi risultati.

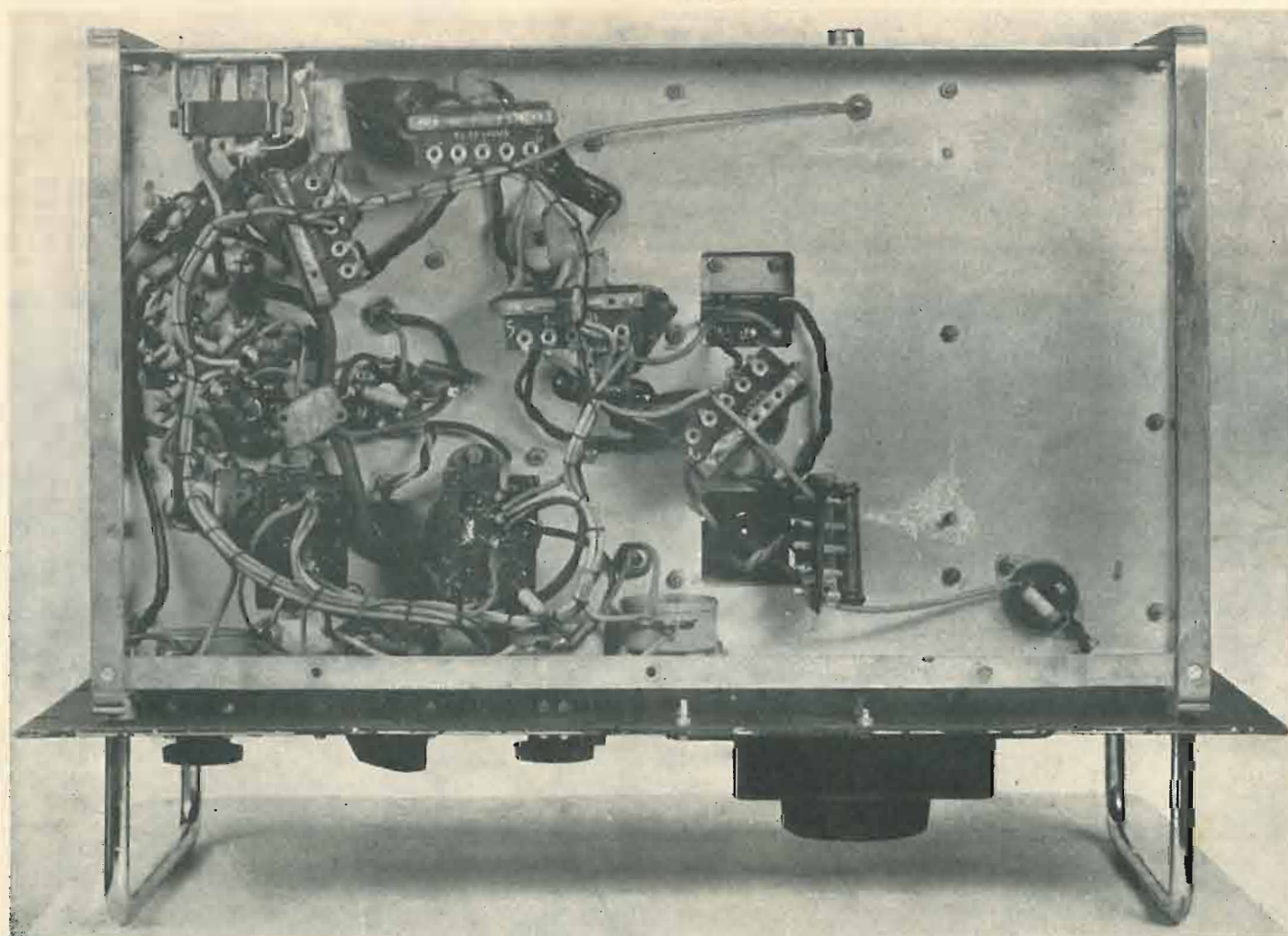



Fig. 4 - *Veduta dell'interno. Le piastrine agli zoccoli dei tubi rendono il complesso solidissimo dal lato meccanico.*

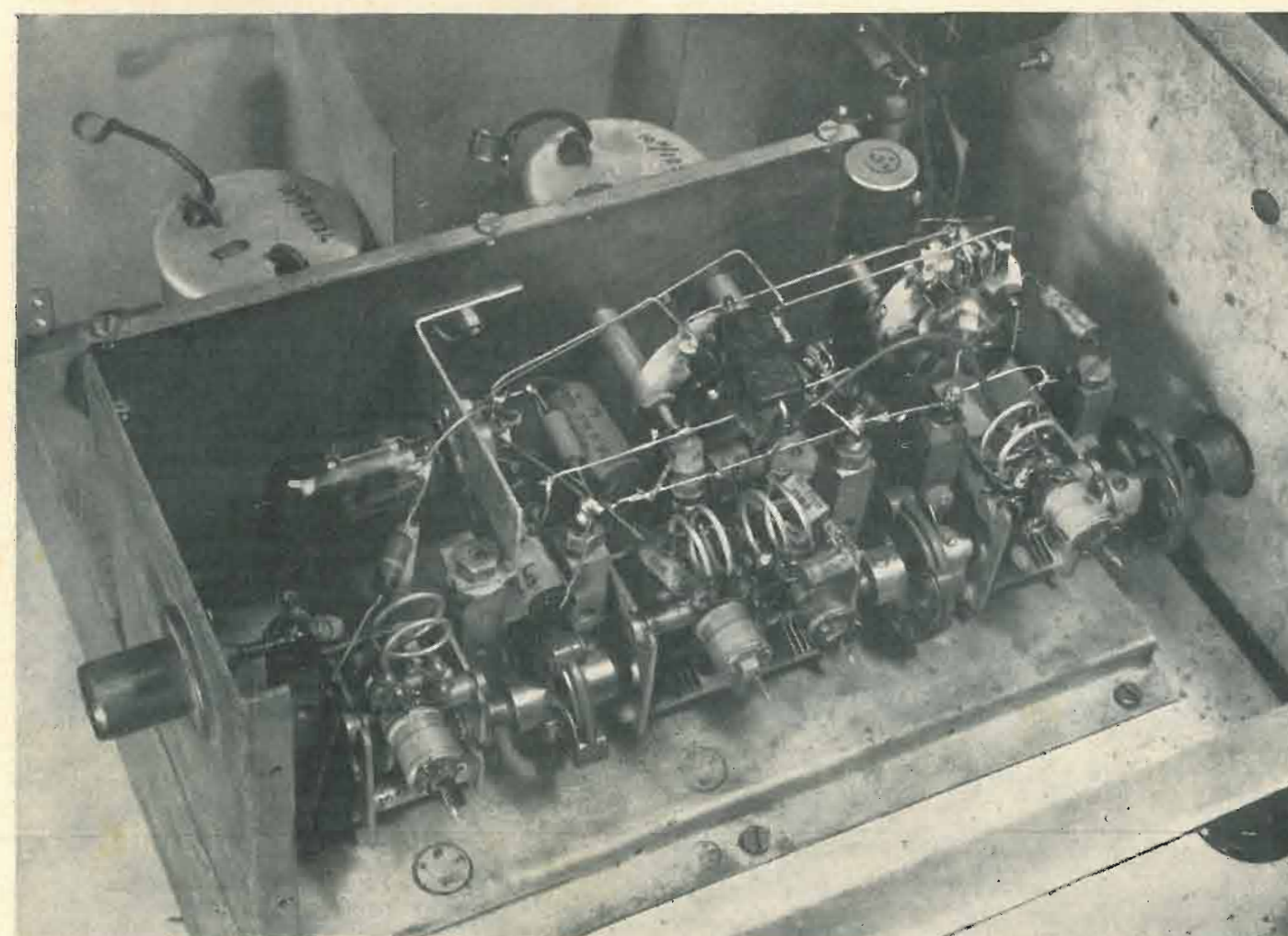



Fig. 5 - *L'unità di RF dopo le modifiche. Si noti la disposizione dei tubi rispetto ai relativi circuiti accordati.*

Per l'oscillatore di conversione si è mantenuto il circuito Hartley che figurava già nella versione originale, prendendo però tutte le precauzioni per assicurare ad esso la massima stabilità di frequenza. A tale fine converrà attenersi rigorosamente al sistema di montaggio illustrato in fig. 6 che consente di mantenere cortissimi i collegamenti della radiofrequenza; è inoltre assolutamente necessario l'uso di condensatori fissi in ceramica, ed a coefficiente di temperatura zero.

Per evitare interferenze dovute al segnale di media frequenza occorre tenere brevissimo il collegamento di placca del tubo convertitore: tale intento è stato raggiunto facendo uscire tale filo dal di sopra della MF e praticando un foro nella parete dell'unità di RF in immediata prossimità del terminale di placca del tubo convertitore.

Il ricevitore così modificato consente l'esplorazione della banda compresa tra 135 e 163 MHz. Coloro che volessero ottenere un maggiore allargamento di banda potranno ridurre convenientemente la capacità dei condensatori variabili di sintonia in modo da allargare ulteriormente la gamma di ricezione.

A modifiche eseguite il ricevitore è stato accuratamente tarato. Data la difficoltà di reperire generatori che coprano la gamma interessata si è fatto uso di un frequenziometro BC221 sfruttando la sua 40ª armonica. che veniva individuata facendo battere il segnale del frequenzimetro con quello di un oscillatore a quarzo funzionante alla frequenza di 5 MHz. L'operazione non presenta particolari difficoltà, semprechè l'operatore abbia una certa pratica in materia.

La sensibilità del ricevitore alla frequenza di 160 MHz è risultata migliore di 1 microvolt, mantenendo inalterata la banda passante a 150 kHz, valore più che ottimo se si considera che le stazioni VHF impiegano generalmente aerei direttivi ad elevato guadagno.

Con ciò non mi resta che augurare a tutti gli OM buon lavoro. restando a disposizione tramite la rivista di coloro che avessero quesiti da sottoporre in merito all'apparato descritto. ✱

APPARECCHI ELETTRONICI PER LA RICERCA DEL PETROLIO

(segue da pag, 223)

quanto il disco X ruota attorno al proprio centro mosso da un motorino sincrono Y che è alimentato a sua volta da un oscillatore controllato a diapason Z.

Concetti costruttivi degli amplificatori

L'energia elettrica fornita dai geofoni per effetto delle onde sismiche essendo molto debole necessita di un'amplificazione, ciò viene effettuato da appositi amplificatori che si discostano dagli ordinari amplificatori di bassa frequenza in quanto devono amplificare una gamma di frequenze molto basse; devono fornire guadagni considerevoli senza accoppiamenti; sono controllati automaticamente in modo assai complesso e sono corredati da dispositivi di filtraggio graduabili. Poichè gl'impulsi in arrivo vanno decrescendo nel tempo si rende necessario oltre un controllo manuale di volume anche un controllo automatico molto energico e dilazionato nel tempo affinchè la registrazione proceda uniforme, senza sovraccarichi e decrescimenti. L'onda sismica da registrare è sempre molto complessa e contiene componenti di varie frequenze con ampiezza e fase diversa; per agevolare le operazioni di « interpretazione » dei sismogrammi si ricorre alla selezione operata da appositi filtri, che permettono di ottenere un massimo di tensione e corrente in corrispondenza di determinate bande, in genere: 16 ÷ 32; 32 ÷ 45; 45 ÷ 60; 60 ÷ 80 Hz, ecc.

In fig. 6 è visibile uno schema di massima di amplificatore per sismica di riflessione; vi sono quattro stadi in cascata amplificatori in controfase più due stadi pure in push-pull per l'espansore automatico; la disposizione in controfase è particolarmente indicata in quanto sono così ridotti al minimo gli accoppiamenti fra gli stadi attraverso l'alimentazione; i tubi sono di tipo speciale non microfonici ad alta pendenza; l'alimentazione, trattandosi di apparecchiature destinate ad operare in campagna, è effettuata mediante batterie di accumulatori e survoltori; il trasformatore in entrata e quello in uscita (con nucleo in permalloy) adattano l'impedenza il primo a circa 200 ohm (geofoni) e il secondo a 2200 ohm (galvanometri). Nell'apparecchiatura completa si trovano tanti amplificatori quanti sono i canali; è quindi necessario che ciascun amplificatore sia assolutamente disaccoppiato dagli altri e intercambiabile; deve essere inoltre il meno ingombrante possibile e resistente agli urti del trasporto in terreno accidentato; è preferibile la realizzazione a tenuta stagna e con schermatura elettrostatica e magnetica ben curata in quanto non è raro dover lavorare in prossimità di linee ad alta tensione e sorgenti di disturbo.

Fig. 7 - Schema elettrico di dispositivo marcatempo.

Il dispositivo del marcatempo (Z in fig. 5) è la sorgente di corrente che aziona il motore sincrono (Y in fig. 5); esso è composto da un diapason a 50 Hz stabilizzato in termostato e un oscillatore; lo schema elettrico è riportato in fig. 7 e riesce di funzionamento intuitivo se lo si paragona ai ben noti oscillatori controllati a quarzo. Le due valvole V_1 e V_2 mantengono in oscillazione il diapason tramite le bobine L_1 ed L_2 poste in vicinanza dei rebbi, mentre il tubo V_3 ha la sola funzione di fornire una potenza sufficiente per azionare il motore sincrono Y (fig. 5); che a sua volta ruota il disco X che lascia passare il fascio di luce della lampada V con equidistanza di registrazione di 0,01 secondi; la quinta, la decima, la quindicesima, ecc. linea vengono marcate maggiormente essendo la finestra radiale relativa del disco X più ampia delle rimanenti quattro.

La parte di registrazione fotografica non presenta caratteristiche eccezionali all'infuori del moto rigorosamente uniforme della carta fotosensibile ottenuto mediante motore elettrico a velocità costante e giunto magnetico di trasmissione.

Conclusione

Un'apparecchiatura elettronica per la prospezione sismica del sottosuolo pur essendo basata su principi semplici, è nella sua realizzazione molto complessa, soprattutto per l'elevato grado di precisione richiesto dalle misure, piccoli errori nella registrazione del tempo possono ad esempio condurre a forti errori nella valutazione della profondità degli strati e così dicasi degli accoppiamenti accidentali, ecc. che possono indurre in dubbio circa la reale esistenza di strati, almeno in sede di primo sommario esame.

La procedura operativa invece è assai semplice e rapida, specie se come quasi sempre avviene si ricorre a squadre motorizzate che preparano celermente il terreno da esplorare e permettono rapidi spostamenti.

Con la sismica di riflessione è possibile conoscere con sufficiente esattezza la struttura del sottosuolo fino a circa 10.000 metri, e ciò spiega i numerosi ritrovamenti d'importanti giacimenti di petrolio siti a grandi profondità e il favore che sempre più incontra questo metodo in contrapposto con altri sistemi. ✱

IL PIANO DI COPENAGHEN E IL VALORE DELLE MF

(segue da pag. 220)

ressato è popolato, come si è detto, di robuste emittenti. Le soluzioni sono varie.

Quanto alla frequenza da assegnarsi alle M.F. (poste delle M.F. con sensibilità dell'ordine di 25÷30 microvolt, con banda passante di 6 kHz per 6 dB di attenuazione e selettività media di 30÷35 dB a ±10 kHz, valori peraltro questi medii) prove personalmente eseguite danno per buoni diversi valori, quali ad esempio, 462, 463, 464, 465, 466, 467, 468 kHz, anche senza filtro di M.F. (si ha un leggero battimento con Bruxelles, peraltro quasi inosservato).

Oltre a rendere pulita la ricezione di Milano I (150 kW/A, su frequenza esclusiva), il che porta il valore delle M.F. decisamente al di là dei 459 kHz, sarebbe desiderabile salvare la ricezione di Tolosa, e cioè non oltrepassare i 467-68 kHz.

Verrebbe ad essere sacrificata la ricezione di Bruxelles II e resa un poco critica quella di Londra e di Lubiana. Questo senza filtro trappola in aereo, accordato sul valore di M.F. Naturalmente l'adozione del filtro si rende, stando così le cose, necessaria oggi. E' opinione dello scrivente che anche i ricevitori più modesti ed economici ne debbano essere provvisti.

L'adozione del filtro migliora sensibilmente le cose: una più ristretta gamma è interessata alle interferenze, e il campo delle frequenze per la M.F. si allarga sensibilmente.

Un altro aspetto del problema può anche essere l'alzarsi decisamente verso i 478 e più. In questo caso avrà particolare interesse il comportamento delle M.F. rispetto alle prime frequenze di Onde Medie. La gamma è slittata verso le frequenze alte: non più i 519 kHz in primo canale, ma i 529 (di Beromuenster). E con questa ultima considerazione si chiude questa prima presa in esame del problema.

Non c'è nessuno che voglia fare altre considerazioni? (6488).

QUESTE LE STAZIONI RADIOFONICHE MONDIALI

ELENCO COMPLETO (PARTE QUARTA) — A CURA DI PIERO SOATI (i1PS)

Continua in questo numero, per gli appassionati del Broadcasting, la pubblicazione degli elenchi completi delle stazioni radiofoniche mondiali che trasmettono attualmente suddivise per gamma.

Il numero a destra della nazionalità indica l'intensità di ricezione nella scala da 1 a 5 (con un buon apparecchio) mentre la lettera indica che l'ascolto è stato eseguito nel periodo corrispondente al seguente codice:

M = mattino (fra le ore 08 e le 12)
P = pomeriggio (» » » 12 » » 20)
S = sera (» » » 20 » » 24)
N = notte (» » » 24 » » 08)

Ad elenchi ultimati continueremo questa rubrica tenendo informati i lettori delle condizioni di ricezione delle stazioni più interessanti.

kHz	Metri	Nom.	STAZIONE	NAZIONE	Codice	ANNUNCIO
7110	42.13	GRA	LONDON	INGHILTERRA		
7115	42.14	EAJ7	CUENCA	SPAGNA		Radio Nac. España
7130	42.07	FET22	OVIEDO	SPAGNA	3S	Radio Falange
7140	42.03		MADRID	SPAGNA		
7140	42.02	APK	KARACHI	PAKISTAN		
7150	41.96		URSS	URSS		
7165	41.87		URSS	URSS		
7175	41.82	CR6AA	LOBITO	ANGOLA		Radiodifus. de Lobito
7180	41.72	EDV10	MADRID	SPAGNA	3S	Radio Seu
7200	41.67		MOSKVA	URSS	4S	
7200	41.67	ZHP3	SINGAPORE	MALACCA	1S	Radio Malaya
7210	41.61	GWL	LONDON	INGHILTERRA	4P	
7210	41.6t	LLS	FREDERIKSTAD	NORVEGIA	1P	
7215	41.55		SANTIAGO	CILE		
7220	41.52		SALZBURG	AUSTRIA		
7220	41.52		LONDON	INGHILTERRA	3P	
7220	41.52		MALTA	MALTA	3M	Middle East Forces
7220	41.52	VUD	DELHI	INDIA	1P	India Radio
7220	41.52		MOSKVA	URSS	1P	
7230	41.48	GSW	LONDON	INGHILTERRA	2M	
7240	41.44	LLR	OSLO	NORVEGIA		
7240	41.44		PARIS	FRANCIA	3P	
7240	41.44	VUB3	BOMBAY	INDIA	2P	India Radio
7245	41.42	RAWAG	WIEN	AUSTRIA	P3	Ravag
7250	41.40		MUENCHEN	GERMANIA	4P	
7250	41.40	PJC2	WILLEMSTADT	CURAÇAO		Juliana Zender
7257	41.33	JKH	YAMATO	GIAPPONE	1M	
7260	41.32	GSU	LONDON	INGHILTERRA	2S	
7260	41.32	OZU	KOBENHAVN	DANIMARCA	3S	
7265	41.29		MOSKVA	URSS	2P	
7270	41.27		MALTA	MALTA	3P	Middle East Forces
7270	41.27	YDB3	JAKARTA	GIAVA	1M	
7275	41.24	VUD8	DELHI	INDIA	2P	India Radio
7280	41.21		ALLOUIS	FRANCIA	4S	
7280	41.21		MOSKVA	URSS	3S	
7280	41.21	VLT5	PORT MORESBY	N. GUINEA	1M	
7290	41.16		ELMSHORN	GERMANIA	3M	British Forces
7290	41.16		HAMBURG	GERMANIA	3P	
7290	41.16	VUD	DELHI	INDIA		India Radio
7300	41.10	SVD2	ATHINAI	GRECIA	2S	Radio Athene
7300	41.10		CHENGCHOW	CINA	1P	New China Broadcas.
7310	41.05		MOSKVA	URSS	3S	
7325	40.95		MOSKVA	URSS	2S	
7325	40.95	GRJ	LONDON	INGHILTERRA	4P	
7330	40.93		KHARKOV	URSS	2M	
7350	40.88	HC2AM	GUAYAQUIL	EQUATORE	2N	Radiodifusora Cenit
7360	40.76		URSS	URSS	2P	
7380	40.65	FET	VOX FALANGE	SPAGNA		
7570	39.61		MINORCA	IS. BALEARI	1S	Radio Minorca Islas B.
7610	39.43		KOENIGWUST.	GERMANIA		
7620	39.36	YNLAT	GRANADA	NICARAGUA	1N	Voz del Mombacho
7670	39.11		SOFIA	BULGARIA	3S	Radio Rodina
7790	38.51		MOSKVA	URSS	2N	
7855	38.19	ZAA	TIRANA	ALBANIA	3S	Radio Shqiptare
7860	38.17	SUX	CAIRO	EGITTO	3S	
7935	37.81	PSL	RIO JANEIRO	BRASILE	2N	
7940	37.78	FXE	BEYROUTH	LIBANO		
7945	37.76	FET	ALICANTE	SPAGNA	3S	Radio Falange
8030	37.36	FXE	BEYROUTH	LIBANO	2P	Radio Levant
8150	36.81	YNWW	GRANADA	NICARAGUA	2N	
8170	36.74		HAIFA	PALESTINA	2N	Kol Israel
8190	36.64		RABAT	MAROCCO FR.	1S	
8190	36.64	YNXW	MANAGUA	NICARAGUA		Radio America
8485	35.36		LA HABANA	CUBA	2N	
8825	33.39	COCQ	LA HABANA	CUBA	2N	Radio Centro
8900	33.71		TEL AVIV	PALESTINA	2P	Kol Israel
8955	33.51	COKG	SANTIAGO C.	CUBA	2N	Cadena Orientale
9000	33.33		TEL AVIV	PALESTINA	1S	Kol Israel
9010	33,30		REYKJAVIK	ISLANDA		
9025	33.24	COBZ	LA HABANA	CUBA	2N	Radio Salas

(continua)

pubblicazioni ricevute

F. Haas: L'OSCILLOGRAPHE AU TRAVAIL. Edito dalla Société des Edition Radio, Parigi. Di pagine 216 e numerose illustrazioni, formato 140x220 mm, in brossura con sovraccoperta a colori. Prezzo 540 Fr.

Possedere un oscillografo è bene; sapere servirsene è indispensabile. A questo scopo è destinato il libro che è apparso recentemente per i tipi della Société des Edition Radio, in elegante veste tipografica. Frutto di un lungo lavoro sperimentale durante il quale l'autore ha raccolto circa 225 oscillogrammi ricorrendo a più di 100 montaggi, che nel testo sono descritti, il libro di F. Haas descrive tutte le misure che si possono effettuare mediante un oscillografo e, cosa ben più importante, insegna il modo di interpretare le immagini ottenibili.

R. Gondry: REALISATION DE L'OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE. Edito dalla Société des Edition Radio, Parigi. Di pagine 160 e 144 figure, formato 140×220 mm, in brossura con sovraccoperta a colori. Prezzo 300 Fr.

Il volume di R. Gondry contiene tutti i dati tecnici e pratici necessari per realizzare diversi tipi di oscillografi e numerosi dispositivi ausiliari, quali oscillatori-modulatori, commutatori elettronici, generatori di segnali rettangolari, ecc. Inoltre, in uno dei capitoli del volume, sono analizzati diversi schemi di oscillografi di realizzazione industriale.

V. Finzi: ESERCIZI DI RADIOTECNICA CON RICHIAMI DI TEORIA. Edizione in litografia a cura di V. Giorgio, Torino. Di pagine VIII-380, con 185 figure nel testo e alcune tabelle numeriche, formato 180x250 mm, in brossura. Prezzo L. 1300.

E' una raccolta di numerosi esercizi numerici su problemi inerenti direttamente o indirettamente la radiotecnica e le comunicazioni elettriche. Una quarantina di esercizi è dedicata ai parametri elettrici che frequentemente ricorrono nelle applicazioni pratiche e alle grandezze elettriche e magnetiche. Alcuni esercizi sono dedicati a particolari circuiti, quali i filtri e i quadripoli e alle linee di trasmissione. Un'altra ventina è rivolta ad argomenti relativi ai sistemi irradianti energia elettromagnetica. Altri ancora si riferiscono ai tubi elettronici e ai circuiti relativi. Opportuni richiami riportano notizie di carattere teorico che più comunemente ricorrono negli esercizi, dedicati evidentemente agli allievi dei corsi superiori di ingegneria. Il volume del Finzi può essere consigliato anche agli autodidatti (particolarmente numerosi nel campo della radiotecnica) che in esso potranno trovare una ottima guida per pratiche applicazioni. Se un appunto può essere fatto, esso riguarda la presentazione, che, in veste litografica, lascia molto a desiderare e la mancata suddivisione degli esercizi in capitoli distinti. Auguriamo all'A. che un rapido successo del volume gli consenta di risolvere tali mancanze in un prossimo futuro.

Ufficio Pubblicazioni Tecniche F.I.V.R.E.: MANUALE DEI TUBI RICEVENTI.

E' stata recentemente distribuita la seconda serie di aggiornamenti per l'anno in corso, relativa al Manuale dei Tubi Riceventi, edito a cura dell'Ufficio Pubblicazioni Tecniche F.I.V.R.E. Tale aggiornamento comprende 15 foglietti comprendenti: l'indice generale a tutto Maggio 1950; un foglietto relativo ai diodi rivelatori dei diodi-triodi e diodi-pentodi; i tipi normalizzati e i tipi eliminati dalla produzione; nonchè le caratteristiche di funzionamento dei tubi 5Y3GT, 5Y3GR, 6AQ5, 6BA6, 6E5GT, 6EA7G e 6EA7GT; 6F6G e 6F6GT; 6H6G e 6H6GT; 6K6G e 6K6GT.

CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE, COMITATO ELETTROTECNICO:

UNIFICAZIONE ELETTROTECNICA. Sei progetti di unificazione sottoposti ad inchiesta pubblica, relativi ai seguenti argomenti:

1) Disposizione dei dati caratteristici delle targhe per macchine elettriche rotanti a corrente alternata;

2) Diametri dei fili e dei tondi, sezioni e formazioni delle corde nude o destinate a conduttori elettrici isolati, da usarsi nel campo delle correnti forti;

3) Sezioni e formazioni delle corde da usarsi come conduttori nudi per linee elettriche aeree per correnti forti;

4) Isolatori elettrici in materiale ceramico ed in vetro per tensioni non superiori a 1000 V, tipo tirante;

5) Compensatori sincroni ad asse orizzontale per installazione all'esterno ed all'interno con raffreddamento in aria o in idrogeno;

6) Cavi elettrici per impianti di bordo.

rassegna della stampa

NUOVO SISTEMA DI TV A COLORI DELLA GENERAL ELECTRIC

a cura di A. BANFI

Il nuovo sistema di TV a colori denominato « Frequency Interlace Color Television System » (F.I.C.T.S.), del quale è data dettagliata relazione nelle pagine che seguono, è stato recentemente elaborato dal sig. R. B. Dome, ingegnere consulente della General Electric.

Malgrado tale sistema non sia stato ancora sottoposto a prove pratiche conclusive di effettive trasmissioni e ricezioni di televisione a colori, e pertanto esso sia tuttora nella fase di indagine teorico-sperimentale, la General Electric è stata costretta a presentarlo prematuramente in questa fase ancora iniziale alla Federal Communication Commission (F.C.C.), nell'intento di non rimanere esclusa dal prossimo esame generale da parte della stessa F.C.C. per la scelta del migliore standard di TV a colori da adottarsi in un prossimo futuro per le trasmissioni televisive negli U.S.A.; così facendo la General Electric si è assicurata la possibilità di entrare in gara nella prossima riunione ufficiale presso la F.C.C. con le altre concorrenti, quali ad esempio la R.C.A., la C.B.S., e la C.T.I., che già all'inizio del 1950 avevano presentato il proprio sistema di TV a colori.

Si deve quindi tenere presente che il F.I.C.T.S. della General Electric, quale è descritto qui di seguito, pur essendo perfettamente idoneo sia dal lato teorico che dai risultati di alcune fondamentali prove di massima circa il verificarsi di alcuni fenomeni elettro-fisici e psicologici su cui si impernia il sistema stesso, non è stato però sinora sottoposto a delle vere prove di funzionamento pratico di ripresa di immodulazione di una radio trasmissione e ricezione a distanza.

Può anche darsi che queste ultime prove di funzionamento pratico rivelino delle deficienze sormontabili o anche insormontabili, le quali potrebbero forse anche compromettere le possibilità di una applicazione pratica di tale sistema.

La General Electric prosegue con ogni impegno lo sviluppo delle prove pratiche su accennate, e fra qualche mese si potranno conoscere i risultati definitivi.

Ciò però non toglie nulla all'ingegnosità e originalità del sistema, che passa senz'altro in testa come efficienza e preferenza agli altri sistemi di TV a colori sinora presentati alla F.C.C.

Il lato assolutamente nuovo ed interessantissimo dal punto di vista tecnico di questo nuovo sistema di TV a colori risiede nel fatto che l'intera informazione tricromica viene trasmessa *simultaneamente in un solo canale*, né più né meno come si verifica nell'occhio umano.

Esso inoltre si avvale della stessa larghezza di banda attualmente in uso per le trasmissioni monocrome in bianco nero, e assicura la stessa finezza di analisi geometrica di quest'ultimo.

Ciò considerato, se ne deduce che l'effettiva definizione delle immagini ricevute col sistema F.I.C.T.S. sarà superiore all'attuale definizione in bianco nero di un coefficiente 2 o forse anche 3, ciò in dipendenza della presenza dei colori che costituiscono la cosidetta « definizione cromatica ».

Se il sistema della General Electric si rivelerà, al vaglio delle prossime prove pratiche conclusive, efficiente e di sicuro funzionamento, la tecnica televisiva avrà fatto un notevole passo innanzi nella sua continua e prodigiosa evoluzione.

Il sistema F.I.C.T.S. è altresì perfettamente « compatibile » con l'esistente standard di TV in bianco nero, nel senso che gli attuali ricevitori potranno ricevere correntemente in bianco nero le trasmissioni televisive a colori effettuate con tale sistema, senza alcuna degradazione.

Naturalmente per le ricezioni a colori occorrerà aggiungere ad un esistente ricevitore uno speciale complesso separato, che si prevede non comporterà più di 6 o 8 tubi elettronici oltre ad un tubo catodico tricromico di speciale costruzione.

A. Banfi

1. - Introduzione

Qualsiasi sistema atto alla trasmissione e ricezione di immagini televisive in colori naturali entro la stessa gamma di frequenze quale quella impiegata nell'attuale sistema di TV monocroma, deve in qualche modo cercare di trasmettere una somma di « informazioni » almeno tre volte quelle contenute nel « canale » monocromo. Questa premessa è basata sulla considerazione che almeno tre colori primari vengano impiegati nella composizione cromatica e che fondamentalmente l'immagine che appare nel ricevitore possegga le medesime definizioni di un'analoga immagine in bianco e nero.

Poichè si tratta in definitiva di trovare tre distinti « messaggi », si deve realizzare una specie di metodo di « multiplazione » (*multiplexing*) per raggiungere tale scopo. Vi sono, sotto un punto di vista generale, due mezzi adatti per realizzare la « multiplazione », cioè la « multiplazione per divisione nel tempo » (*time division multiplex*) e la « multiplazione per divisione di frequenze » (*frequency division multiplex*). In un sistema di multiplazione per divisione nel tempo un solo messaggio viene trasmesso ad ogni dato istante. La rapidità con la quale i vari messaggi (o colori) sono inseriti in una rotazione sequenziale può variare entro larghi limiti. L'intervallo di tempo più lungo dedicato ad un singolo colore può anche essere di un completo quadro di analisi. Un più breve intervallo corrispondente al tempo richiesto per trasmettere una riga di analisi può essere il prossimo più logico intervallo di inserzione del colore. Infine, può essere adottata una rapidissima sequenza di inserzione, secondo la quale solo una piccola parte di una riga di analisi (un punto ad es.) costituisce l'intervallo di inserzione del colore. Ciascuno di questi tre sistemi può costituire la base di un sistema di TV a colori. Ciascuno di essi presenta particolari distinti problemi. Comunque, in generale, si può ritenere che tutti questi sistemi richiedono un tempo di trasmissione variante da 2 a 3 volte quello richiesto per trasmettere una immagine monocroma di uguale frequenza. Un tempo di trasmissione molto prolungato, però, fa insorgere un importante fattore di limitazione costituito dal cosidetto *flicker*.

Considerato da un punto di vista economico, il *time division multiplex* non è molto seducente. Il ricevitore deve possedere adatti dispositivi di commutazione onde permettere la corretta inserzione della « informazione » in arrivo nel « canale » di riproduzione. Devono essere altresì previsti mezzi per identificare quale dei tre colori viene trasmesso in ogni dato istante, in modo che in quello stesso istante il corretto colore venga riprodotto. Questi due requisiti aggiungono evidentemente complessità al ricevitore e tendono a renderlo meno attrattivo dal lato commerciale a causa dell'aumento di prezzo, minore praticità e maggior difficoltà di regolazione.

Un esame accurato delle possibilità dell'altro sistema *frequency division multiplex* sembra pertanto utile e conveniente. Se la gamma di frequenze disponibile per i segnali « video » fosse arbitrariamente suddivisa in tre parti uguali, una per ciascun « messaggio » (o colore), il ritmo di trasmissione dell'intera « informazione » potrebbe essere ridotto di un terzo di quello adottato nella TV monocroma. Ciò potrebbe anche essere fatto; ma subentrerebbe immediatamente il problema del *flicker*, quale serio fattore limitativo per una accettabilità commerciale. Un sistema deve pertanto essere escogitato per trasmettere i tre « messaggi » simultaneamente entro la stessa gamma di frequenze. Tale sistema costituisce la base del nuovo sistema recentemente annunciato dalla General Electric sotto il nome di *Frequency Interlace Color Television System*.

2. - Basi tecniche

Come lo stesso nome di *Frequency Interlace* sottintende, le frequenze usate per la trasmissione dei tre « messaggi » sono inframezzate interposte in modo però da non interferirsi a vicenda. Ciò può essere ottenuto nella trasmissione delle informazioni dell'analisi televisiva, in quanto è stato trovato che le video frequenze costituenti il segnale TV sono raggruppate intorno alle armoniche della frequenza di riga e che pertanto una notevole parte dello spettro disponibile entro la gamma di 4 MHz è inutilizzato. E' stato valutato che circa il 46 % dello spazio fra le armoniche sopra citate non è occupato. Supponiamo, come è già stato detto, che la gamma di frequenze disponibile sia di 4 MHz. Si ritenga inoltre di usare la stessa frequenza di analisi adottata per la TV monocroma, cioè una frequenza di quadro di 60 periodi per secondo e una frequenza di righe di 15.750 Hz. Ciò corrisponde allo standard americano di 525 righe interlacciato 2-1. Si supponga inoltre che i tre colori fondamentali da usarsi nel sistema siano verde, rosso e blù.

Nella camera da presa, l'immagine a colori naturali da trasmettersi viene suddivisa mediante mezzi elettro-ottici in tre gruppi separati di segnali video, associati con tre colori primari. Ciascun canale potrà contenere frequenze estendentisi fino a 4 MHz. Il segnale video associato con il colore verde può essere ritenuto come il segnale base e può essere usato per modulare la portante video alla stessa stregua di una trasmissione monocroma. Poichè la frequenza di riga è di 15.750 Hz, è facile stabilire che l'energia irradiata nelle bande laterali è principalmente raggruppata intorno a frequenze distanti dalla frequenza portante di 15.750 Hz, 31.500 Hz, 47.250 Hz, ecc., sino al limite di 4 MHz. Si è pensato di usare lo spazio libero esistente fra tali armoniche per trasmettere le « informazioni » associate coi due altri colori.

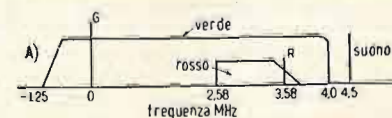



Fig. 1. — *Possibile spettro dei video-segnali « verde » e « rosso » tra loro combinati.*

Interlacciamento del rosso e del verde

Le video frequenze associate col secondo colore, per es. il rosso, vengono utilizzate come frequenze modulanti di una sotto portante (*subcarrier*) a video frequenza. La frequenza di tale sottoportante (*subcarrier*) è accuratamente scelta in modo da giacere in una zona esattamente intermedia fra due armoniche della frequenza di riga, ossia in altre parole, deve corrispondere ad un multiplo dispari della metà della frequenza di riga. La metà di 15.750 Hz è 7.875 Hz, pertanto una frequenza di 3.583.125 Hz, la quale è il 455° multiplo di 7.875 Hz può essere prescelta. Questa sottoportante (*subcarrier*) viene modulata dalla videocorrente del canale « rosso », e l'onda modulata viene inserita nelle video frequenze del canale « verde ». E' quindi evidente che i video-segnali del « rosso » giungeranno esattamente a metà fra i video-segnali del « verde » distribuiti intorno alle armoniche della frequenza di riga, nelle parti inutilizzate dello spettro. L'intero spettro corrispondente ai video segnali del « rosso » non viene tutto usato per modulare la sottoportante (*subcarrier*), poichè un gran numero di ricercatori ha constatato che una soddisfacente riproduzione di colori può essere ottenuta utilizzando solo le più basse video frequenze dei rispettivi colori primari. Le più alte video frequenze (necessarie per una buona definizione delle immagini) possono venire trasmesse sia nel solo canale del « verde » sia adottando il principio del *mixed highs* (mescolanza di alte frequenze in bianco e nero). Una buona riproduzione si può ottenere trasmettendo le video frequenze nel canale « rosso » simultaneamente a solo 1 MHz. Inoltre può essere adottato il sistema di una parziale soppressione (*vestigial sideband*) di una banda laterale nella modulazione del segnale « rosso » in modo che la banda laterale inferiore sia quella prevalente. Lo spettro dei video segnali « verde » e « rosso » tra loro combinati può essere pertanto del tipo indicato nella figura 1.

Separazione dei segnali « verde » e « rosso »

Il modo nel quale i segnali associati coi due colori (rosso e verde) sono intercollegati tra di loro, è ora completamente chiarito. E' necessario ora provvedere qualche mezzo opportuno nel ricevitore per separare i due segnali in modo da poterli inviare ad agire separatamente sullo schermo del tubo catodico corrispondente a quel dato colore. Un mezzo per ottenere tale separazione potrebbe essere quello dell'impiego di un complesso sistema di filtri multipli passabanda per le frequenze desiderate e multipli bande di arresto per l'eliminazione delle frequenze non desiderate. Tale sistema di filtri sarebbe probabilmente troppo dispendioso per un ricevitore domestico, causa il gran numero di elementi filtranti su indicati.

Fortunatamente un economico filtro naturale si presenta sotto la forma dell'occhio umano. Il funzionamento soddisfacente del sistema dipende in massima parte sul fenomeno fisiologico della persistenza della visione. Si deve osservare che ciascuna riga della immagine televisiva « verde » sarà modulata in intensità al ritmo della sottoportante (*subcarrier*) « rossa », notando però che dopo un tempo corrispondente a due quadri, cioè 1/30 di secondo, l'effetto modulante sarà spostato di fase di 180° nei rispetti della modulazione del 1° quadro. Pertanto un punto luminoso nel 1° quadro apparirà come un punto oscuro nel 3° quadro, e viceversa, in modo che l'illuminazione media tende a livellarsi nell'occhio ad un valore medio uniforme.

Fig. 2. — *Spettro a video-frequenza in uscita al secondo rivelatore.*

Questo principio è illustrato nella figura 3, nella quale sono indicate le variazioni di intensità luminosa intorno ad una riga di analisi « verde » in corrispondenza al quadro 1° e 3°.

L'onda sinoidale è la sottoportante (*subcarrier*) « rossa » simultaneamente presente e viene qui mostrata modulata in ampiezza da una bassa frequenza del video segnale « rosso ». Se l'occhio fosse un perfetto organo integratore di tempo, la sensazione visiva sarebbe congiunta alla linea indicata con « media intensità », la quale corrisponde in questo caso al segnale « verde » desiderato. Il ritmo di ripetizione in questo caso non è sufficientemente rapido per consentire una perfetta integrazione, ma il risultato pratico si può ritenere sufficientemente prossimo a quello necessario per una accettabilità commerciale. Inoltre la sovrapposizione dei vari quadri provoca il raddoppio del numero di punti per riga provocati da un singolo quadro, in modo da risultarne una finissima trama a punti; tale finezza di dettaglio è paragonabile a quella delle righe di analisi avvicinate e scompare praticamente alla stessa distanza di osservazione dallo schermo del tubo catodico dalla quale scompare per il noto fenomeno della acuità visiva, la normale rigaturagatura di analisi. Quindi malgrado i segnali del « rosso » e del « verde » siano presenti contemporaneamente nel « gun » corrispondente al « verde », il « rosso » viene praticamente filtrato dall'occhio e solo il « verde » rimane visibile.

Le « informazioni » contenute nel video segnale « rosso » compreso fra 1 MHz e 4 MHz può essere sovrapposto al segnale « verde », onde fornire un segnale di *mixed highs* sopra 1 MHz.

Aggiunta del segnale « blu »

Le video frequenze associate col 3° colore, il blu, possono essere trasmesse come modulazione di una seconda sottoportante (*subcarrier*). Analogamente a quanto già considerato pel caso del segnale « rosso », solo le video frequenze più basse del «blu» necessitano di essere trasmesse, in modo che un canale relativamente stretto è sufficiente. Una banda video di solo 0,2 MHz sarà sufficiente per il segnale « blu ». La figura 4 mostra alcune possibili soluzioni per il piazzamento della sottoportante (*subcarrier*) « blu ». Non è ancora possibile stabilire in questo momento quale delle soluzioni possibili darà il miglior risultato nella efficienza complessiva del sistema. Si consideri per esempio la terza alternativa, nella quale la sottoportante « rossa » ha il valore di 3,189375 MHz (il 405° multiplo di 7.875 Hz) mentre la sottoportante « blu » assume il valore di 3,898125 MHz (il 495° multiplo di 7.875 Hz). Si noti che la frequenza di 3,189375 MHz può essere ottenuta dalla frequenza 3,898125 MHz dividendo quest'ultima per 11 e moltiplicando poi il quoziente per 9.

Inoltre, come è stato esaminato nel caso dei segnali « rosso » e « verde », il segnale « blu », che si manifesta sul « gun » del « verde » nel tubo catodico, viene effettivamente filtrato, praticamente soppresso dall'occhio alla stessa stregua del « segnale verde » presente nel « gun » corrispondente al « rosso » ed al « blu ». I segnali « blu » e « rosso » che non si vengono a trovare sovrapposti nella gamma delle video frequenze trasmesse non manifestano questi effetti.

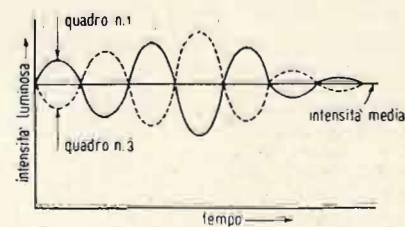



Fig. 3. — *Principio secondo cui avviene la separazione dei segnali « verde » e « rosso ».*

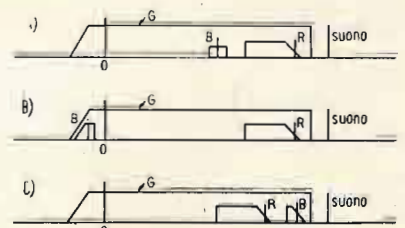



Fig. 4. — *Alcune possibili soluzioni per il piazzamento della sottoportante « blu »*

Video componenti ad alta frequenza

Come è stato già detto, le più alte frequenze video possono essere contenute solo nel canale « verde ». Allo scopo di impedire che una tinta verdastra contamini le alte frequenze, queste ultime (*green highs*) possono venire sottratte al canale « verde » mediante un adatto filtro passa-alto, collegato in derivazione, e inviate ai « guns » del « blu » e del « rosso » (come pure per collegamento diretto al « gun » « verde ») del tubo catodico di immagine, allo scopo di fornire dettagli di maggior finezza in bianco e nero. Come alternativa, le alte frequenze del « blu » e del « rosso » potrebbero essere inserite nel canale « ver-

de » alla trasmissione e sottratte poi alla stessa dal canale « verde » per essere inserite nel « gun » del « rosso » e del « blu », come pure in quello del « verde ». La frequenza di taglio (*cut off frequency*) del filtro passa-alto delle alte frequenze (*mixed highs*) dovrà essere prossima alla frequenza di taglio (*cut off frequency*) del filtro passa-basso del canale « rosso »; nell'esempio dato sarà circa di 1 MHz.

3. - Ricevitori

Un diagramma schematico della sezione colore di un semplice ricevitore atto alla ricezione di trasmissioni TV del tipo indicato in figura 4 c) è rappresentato in figura 5. La frequenza intermedia è allineata in modo da ottenersi all'uscita dell'ultimo stadio amplificatore la banda di 5 MHz; in tal modo il canale « blu » non viene attenuato prima di essere rivelato dal corrispondente stadio ricevitore (*blu second detector*).

Dopo tale detector vi è un amplificatore e circuiti sintonizzati sulla frequenza della sottoportante « blu » (*blu subcarrier*) in modo da sopprimere gli effetti della portante « audio » (*sound carrier*) e della sottoportante « rossa » (*red subcarrier*). All'uscita del 3° rivelatore del « blu » (*blu third detector*) si trovano le basse frequenze video del segnale « blu », che sono amplificate ed inviate alla griglia del « gun » blu del tubo catodico.

Acconce trappole audio (*sound traps*) vengono impiegate prima del 2° detector del « verde » e delle alte frequenze « video » (*mixed highs*); può essere impiegata anche una trappola di arresto della sottoportante « blu » (*blu subcarrier trap*). L'uscita di questo detector viene amplificata e inviata al « gun verde » del tubo catodico. Due circuiti derivati dalla placca dell'amplificatore del canale « verde » e delle alte frequenze « video » (*mixed highs*); può essere impiegata anche una trappola di arresto della sottoportante «blu» (*blu subcarrier trap*). L'uscita di questo detector viene amplificata e inviata al « gun verde » del tubo catodico. Due circuiti derivati dalla placca dell'amplificatore del canale « verde », alimentano rispettivamente il detector « rosso » attraverso un filtro di banda di 3,2 MHz di ampiezza e il filtro delle alte frequenze video (*mixed highs filter*) per l'inserzione delle *mixed highs* nel « gun » del « rosso » e del «blu». Il filtro a 3,2 MHz alimenta il detector del « rosso », la cui uscita alimenta a sua volta l'amplificatore del « rosso » connesso al « gun » « rosso » del tubo catodico.

Il ricevitore qui rappresentato impiega 6 tubi in più di un normale ricevitore destinato a ricevere le stesse immagini in bianco e nero. Facendo uso di tubi « doppi », l'effettivo numero di tubi usati può scendere anche a tre. La polarità dei ricevitori deve essere invertita nei rispetti di quella indicata per produrre l'appropriato senso di illuminazione dello schermo del tubo catodico, cioè una immagine positiva. In modo alternativo i collegamenti dei « gun » del tubo catodico possono essere invertiti in modo da ottenere il medesimo risultato.

Un'analisi matematica dell'azione del secondo rivelatore del « verde » (*green second detector*) mostra che una parte della modulazione a bassa frequenza video del «rosso » si manifesta come bassa frequenza all'uscita dello stesso detector a causa del sistema a video laterali singole (*vestigial*). La presenza di questo segnale spurio a bassa frequenza nel canale « verde », può causare un indesiderabile effetto di *cross-talk*, il quale può interferire come *moiré* variabile sovrapposto alle immagini ma non come un aspetto geometrico fisso. Questo effetto di *cross-talk* cromatico può essere ridotto ad un valore minimo, se si desidera, inviando una parte del segnale « rosso » a bassa frequenza nel « gun » del «verde » in opposizione di fase col segnale di *cross-talk*. Poichè il collegamento *anti-cross-talk* dipende dalla polarità della modulazione del segnale « rosso », questo può essere fatto sia al quadro che alla griglia del « gun verde », secondo l'opportunità. Nella figura 5 tale collegamento è effettuato con la griglia del « gun verde ».

Dispositivi accessori del ricevitore

Nel semplice ricevitore mostrato in figura 5, mentre contiene gli elementi circuitali necessari per ricevere immagini a colori, non sono compresi due importanti organi che sarebbero peraltro considerabili in un prodotto commerciale. Tali organi sono il *d.c. restorer* e il *a.g.c.* (controllo automatico di sensibilità). La *a.g.c.* del « verde » e il *d.c. restorer* del « verde » sono dello stesso tipo usato nei ricevitori in bianco e nero e non necessitano di alcuna ulteriore illustrazione. Il *d.c. restorer* del « rosso » e del « blu » sono di tipo speciale.

Un controllo automatico di sensibilità per i canali del « rosso » e del « blu » è probabilmente necessario in un ricevitore TV allo scopo di correggere le variazoini di responso della frequenza intermedia dovute alla sintonia ed all'allineamento.

Parecchi metodi per la trasmissione di un segnale di riferimento da usarsi come controllo automatico di sensibilità (*a.g.c.*) sono conosciuti e impiegati correntemente; uno di essi però, fra i più semplici, è quello adottato nei servizi di radio comunicazione, il quale impiega canali a portante soppressa (*suppressed carrier channels*). Tale metodo consiste nel trasmettere un segnale pilota di ampiezza determinata, il quale può essere continuo fatta eccezione per gli intervalli di *blanking*, e che si trova all'estremo del normale canale di frequenza del circuito di comunicazione. Pertanto nel canale « rosso » un segnale continuo non modulato 1,1 MHz dalla sottoportante « rossa », può essere usato come frequenza pilota. Un'altra frequenza pilota distante 220 kHz dalla sottoportante blu (*blu subcarrier*) può essere usata come *a.g.c.* Comunque in un ricevitore commerciale si può ritenere che i segnali « rosso » e « blu » mantengono le loro relative ampiezze abbastanza stabili; il segnale « verde » invece può variare rispetto a queste ultime in conseguenza della posizione della sottoportante « verde » lungo il ramo pendente della caratteristica di responso delle medie frequenze. Pertanto un'unica *a.g.c.* per canali « rosso » e « blu » appare sufficiente, nel qual caso una frequenza pilota può essere irradiata in prossimità della frequenza di 3,65 MHz nello spazio libero fra i canali « blu » e « rosso », come è rappresentato nella figura 4 c). L'esatta frequenza del segnale pilota può essere di 3,646125 MHz, cioè la 463° armonica di 7.875 Hz. Questa frequenza può essere ottenuta sottraendo l'8° armonica di 31.500 Hz dalla frequenza di 3,898125 MHz. Tale pilota si troverà pertanto 252 kHz al di sotto della sottoportante « blu » e 456,75 kHz sopra la sottoportante « rossa », in posizione tale quindi che la sottoportante pilota possa essere alimentata dalle basse frequenze dei segnali « blu » e « rossa » per mezzo di adatte « trappole », e tale che il suo effetto manifestantesi nell'immagine « verde » possa essere automaticamente soppresso dall'occhio.

Il segnale pilota dell'*a.g.c.* può essere amplificato e rettificato allo scopo di ottenere una tensione continua di controllo, la quale a sua volta verrà impiegata come controllo di griglia dell'amplificatore del segnale « blu » a 3,9 MHz. La stessa tensione continua di controllo può essere anche applicata da un amplificatore che dovrebbe essere inserito, nel sistema mostrato in figura 5, immediatamente prima del rivelatore stesso.

Un opportuno ritardo nell'azione della tensione continnua di controllo (*d.c. delay voltage*) può essere impiegato nel raddrizzatore *a.g.c.* in modo da renderne l'uscita praticamente uniforme indipendentemente dalle variazioni di ingresso entro una conveniente gamma di ampiezza. In pratica, poichè il ricevitore possiede già un controllo di sensibilità per il canale « verde », non si potranno verificare grandi variazioni all'ingresso dei canali « rosso » e « blu ». La tensione continnua di controllo può essere resa regolabile, qualora desiderato, in

Fig. 5. — *Diagramma schematico della sezione colore di un ricevitore televisivo.*

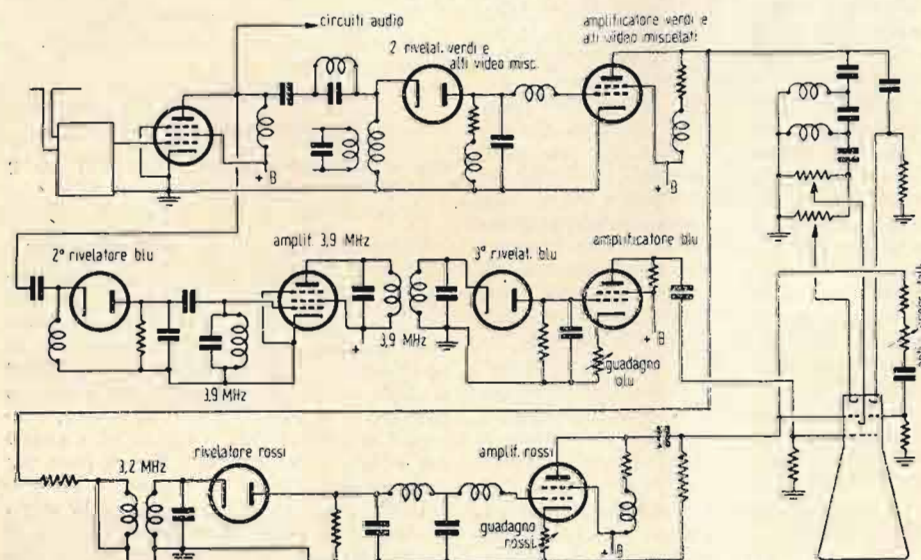
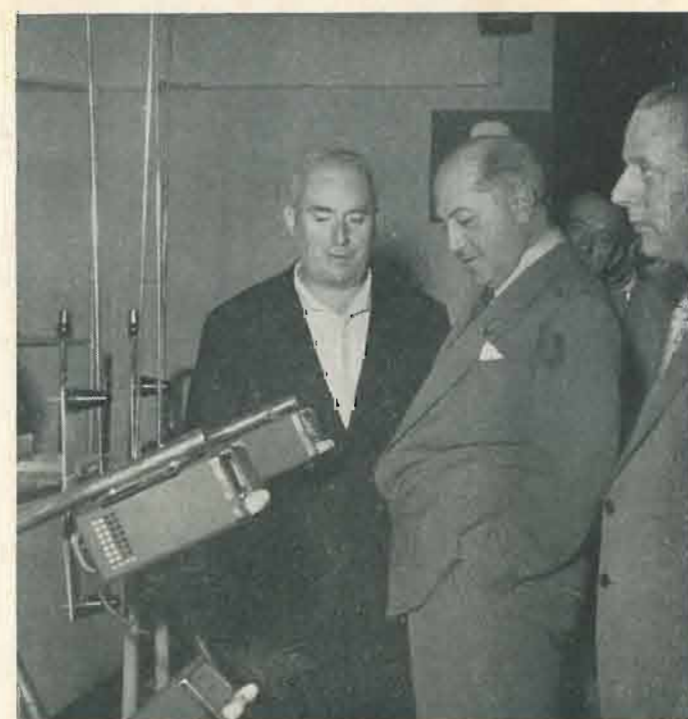
XVII MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO

Con larghissimo concorso di pubblico si è conclusa il 25 settembre u. s. la massima rassegna dell'industria radiotecnica nazionale. Concorso di pubblico ma anche e, vorremmo dire soprattutto concorso di costruttori. La massima manifestazione radio è stata caratterizzata essenzialmente da due elementi: TV e FM, con netta prevalenza di quest'ultima, certo favorita dall'inizio di regolari radiodiffusioni circolari a FM da parte della RAI.

Vasta la gamma di modelli presentati: dal ricevitore di gran classe per la ricezione della sola FM, a quelli combinati per la ricezione AM-FM, ai semplici adattatori. Anche nel campo della TV, largo spiegamento di ricevitori funzionanti (non tutti alla perfezione) e anche numeroso pubblico. Ma meno interesse e meno calore; il pubblico minuto, l'acquirente potenziale, vede la televisione ancora molto lontana, se ne avvicina più per curiosità che per interesse immediato.

Non bisogna dimenticare che la Mostra Nazionale della Radio, deve essere destinata non solo ai commercianti ma anche all'uomo della strada, il quale poco si cura di sapere se la ricezione di una emissione televisiva irradiata a più di cento chilometri di distanza, sia un risultato affatto disprezzabile: guarda che appare... affaticata dal lungo viaggio e scuote la testa.

Nel campo dei ricevitori normali, qualche novità nella presentazione. Mobili lussuosi e non sempre di buon gusto, da quelli monumentali ai più piccoli, intarsiati e lavorati da far invidia al più esperto cesellatore. A quando una graziosa *trousse* che, accanto al portacipria e al rossetto per le labbra, racchiuda una microscopica « super »?

Tre aspetti della inaugurazione della Rassegna dell'Industria Radiotecnica italiana, presenziata dall'on. Giuseppe Spataro, Ministro delle Telecomunicazioni. Sopra, il Ministro allo stand della Philips, si notano i Sigg.: Cav. Salici, Dott. T. Mohwinckel, Ing. Jacobacci. Sotto, a sinistra, l'ing. A. Novellone s'intrattiene col Ministro Spataro, nei pressi dello stand della Phonola. A destra, il sig. Marcucci presenta la propria produzione all'on. Spataro. (Publifoto).

modo che l'installatore, al momento di porre in servizio il ricevitore presso un cliente, possa aggiustare tale controllo, (analogamente ai controlli singoli del « rosso » e del « blu »), in modo da ottenere il miglior equilibrio di colori.

Circuiti a ritardo di tempo (*time-delay networks*) possono essere richiesti nei canali « verde » e « rosso », in modo da fornire un complessivo ritardo di tempo uniforme, uguale al ritardo di tempo del canale a bassa frequenza del « blu », e ciò a causa che il canale « blu » è il più stretto e probabilmente richiederà il maggior ritardo di tempo.

Questo ricevitore impiega i seguenti « stadi » oltre quelli normalmente richiesti in un ricevitore TV in bianco e nero:

(*a*) Amplificatore media frequenza « rosso » 2,2 e 3,5 MHz
(*b*) Diodo rivelatore « rosso »
(*c*) Amplificatore video « rosso » 0÷1 MHz
(*d*) Diodo restorer « rosso »
(*e*) Diodo secondo detector « blu »
(*f*) Amplificatore media frequenza « blu » 3,6÷4 MHz
(*g*) Diodo 3° detector « blu »
(*h*) Amplificatore video « blu »; 0÷0,2 MHz
(*i*) Diodo *restorer* « blu »
(*k*) Amplificatore sottoportante *a.g.c.* 3,64 MHz
(*l*) Diodo rettificatore *a.g.c.*

Questi 11 stadi possono naturalmente realizzarsi impiegando meno di 11 tubi separati, facendo invece uso di adatti tubi «doppi ». Si possono suggerire le seguenti combinazioni:

(1) per (a) e (b) uso di un 6SF7
(2) per (f) e (g) uso di un 6SF7
(3) per (d) e (i) uso di un 6AL5
(4) per (k) e (l) uso di un 6SF7
(5) per (c) e (k) uso di un 6SN7
(6) per (e) uso di mezzo 6AL5

Sono pertanto 5 ½ o 6 tubi in più di quelli normalmente usati in un ricevitore in bianco e nero.

Tubi catodici di immagine

Il tubo catodico di immagine che può essere usato come un trasduttore elettro-ottico nel ricevitore può essere di uno qualunque dei tipi attualmente conosciuti e cioè:

a) 3 tubi separati; uno pel verde, uno pel rosso e uno pel blu.
b) un tubo singolo munito di 3 « guns » come dimostrato dalla RCA.
c) un tubo singolo con unico « gun » come dimostrato dalla RCA.

La prima e seconda forma di trasduttori, *a*) e *b*), non richiedono alcun dispositivo accessorio mentre il 3° tubo richiederà un generatore e deflettore circolare e un commutatore elettronico richiedente un ulteriore numero di tubi prossimo a 6.

Per questa ragione e per altre inerenti allo sviluppo dei problemi tecnici collegati a tali dispositivi, il tubo *b*) potrebbe essere la forma pratica di trasduttore.

4. - Trasmettitore

Il trasmettitore da impiegarsi per le trasmissioni di TV a colori secondo il sistema *Frequency Interlace* è un normale trasmettitore video con alcune modificazioni. Un dispositivo combinatorio (*adder*) provvisto di 6 ingressi ed una unica uscita mescola in opportuna combinazione i seguenti segnali:

(1) Video segnale del « verde »
(2) Basse frequenze « rosse » in sottoportante
(3) Alte frequenze « rosse » dirette
(4) Basse frequenze « blu » in 2° sottoportante
(5) Alte frequenze « blu » dirette
(6) Segnale pilota *a.g.c.*

Circuiti a ritardo di tempo possono essere richiesti nel trasmettitore ed in tal caso saranno inseriti nei canali « rosso » e « verde » dato che il canale « blu » avrà il più lungo ritardo a causa della limitata larghezza di banda delle componenti blu a bassa frequenza. Circuiti a ritardo di tempo possono anche essere richiesti dalle alte frequenze del rosso e del blu.

5. - Collegamento in relè - Propagazione - Compatibilità

Il segnale video può venire trasmesso lungo un cavo o via radio senza perdita di fedeltà, purchè le caratteristiche del mezzo di trasmissione siano tali da prevedere una trasmissione buona sino a 4 MHz. Qualora il cavo o il ponte radio avessero una larghezza di banda di solo 2,8 MHz, l'immagine è ancora utilizzabile in bianco e nero, ma non lo sarà come immagine a colori a causa della perdita completa o parziale dei segnali del « rosso » e del « blu ». Una propagazione anormale delle varie componenti le modulazioni di una banda ultra corta viene raramente incontrata, e non si ritiene che possano insorgere difficoltà per le quali vengano attenuate porzioni della banda irradiata causando la riduzione o la soppressione dei segnali « blu » e « rosso ». E' invece da prevedersi un flusso continuo e regolare di tutto il complesso delle « informazioni » cromatiche al ricevitore.

Un altro aspetto della XVII Mostra Nazionale della Radio. Lo Stand della Inas, che si è decisamente affermata con i suoi apparecchi fonoriproduttori.

Questo sistema di TV a colori è compatibile con gli attuali ricevitori in bianco e nero, indipendentemente dalla banda di frequenza video che può essere usata per le trasmissioni di TV a colori o in bianco e nero. L'immagine verde costituirà il segnale principale in ricezione. Interferenze (*cross-talk*) non produrranno inconvenienti a causa della loro posizione geometrica sullo schermo. La polarità della modulazione verrà opportunamente scelta in modo da ottenere, sull'ordinario tubo catodico in bianco e nero regolari luci ed ombre anche quando la componente verde è debole. Quando il ricevitore a colori è sintonizzato su una trasmissione in bianco e nero, tutti e 3 i « guns » possono essere alimentati dall'unico segnale. Questa condizione di funzionamento può essere fatta manualmente dall'operatore a prezzo ridotto. Inoltre tale operazione è necessaria perchè, essendo i canali « rosso » e « blu » inoperanti, l'immagine sarebbe verde. D'altra parte, se dal ricevitore così preparato per la ricezione in bianco e nero viene captata una trasmissione a colori, l'operatore non avrà alcuna indicazione che la trasmissione sia a colori, e dovrà provare manovrando per tentativi un commutatore. In ricevitori di maggior costo, tale commutazione può essere realizzata automaticamente.

Per esempio, se viene impiegato il segnale pilota a 3,64 MHz, la sua presenza nella trasmissione a colori può essere usata per azionare un relay che effettui la commutazione.

Nell'assenza del segnale pilota di 3,64 MHz, il relay non verrà azionato. In tal modo il ricevitore sarà automaticamente disposto per una ricezione in bianco e nero.

OSCILLATORE PER RF AUTOMODULATO

di Gian Della Favere

Uno degli ostacoli principali per superare il quale talvolta il dilettante deve spremersi non poco le meningi e le tasche, è quello dei prezzi del materiale e degli strumenti senza i quali è resa assai difficile la messa a punto delle sue realizzazioni.

Una super, ad esempio, non è di sempre facile taratura, se non si dispone di un oscillatore: anche ad orecchio, si tara, ma quando si crede che ormai tutto vada a modino, ci si accorge magari che ci sono delle immagini qua e là. La frequenza intermedia non è accordata, e allora ecco che da metà scala in poi, sulla gamma delle medie si cominciano a sentire delle telegrafiche che ci stanno come il cavolo a merenda!

Se non del tutto, almeno in parte, il problema di un oscillatore modulato, di poco costo e di facile realizzazione si può risolvere montando uno strumentino del genere.

Non è naturalmente uno strumento che possa vantare alti pregi di fedeltà e di stabilità, ma una volta realizzato e fatta un po' di pratica per il suo uso, potrà supplire vantaggiosamente apparecchi assai costosi.

Per la sua costruzione non c'è bisogno di materiali speciali: ogni dilettante, fra le cianfrusaglie di ricupero, troverà certamente quanto occorre, dato che alla fin fine si risolve a ben poco.

Vediamo di esaminarne un po' lo

Schema

Un semplice pentodo (nel mio caso una EF11 metallica) sfruttando un noto principio, genera i segnali in alta frequenza modulandoli. Infatti, si tratta di circuito ad automodulazione. Questa dipende dal valore della resistenza e del condensatore ad essa posto in parallelo, sul circuito di griglia controllo. Poichè il valore della resistenza è assai elevato, le oscillazioni si interrompono con una frequenza determinata dal valore ohmico di essa.

Tre valori differenti di tale resistenza determinante la tensione negativa di griglia della valvola, possono venire inseriti a volontà sul circuito, a mezzo di un commutatore. Quindi può essere scelta a piacere la frequenza di modulazione, agendo sul commutatore dall'esterno del telaio.

Con un gioco di capacità e con un potenziometro di 10.000 ohm, vien provveduto all'attenuazione del segnale.

Nella costruzione, tutti i circuiti relativi all'attenuatore, dovranno esser ben schermati, con uno scatolino facilmente realizzabile in sottile lamierino di zinco o rame. Non consiglio l'alluminio, in quanto che non è saldabile a stagno.

La bobina del circuito (Hartley) è a nido d'api, e si compone di 210 spire di filo Litz, e la presa per la sezione placca è alla 60ª spira.

L'impedenza di arresto AF si compone di un centinaio di spire avvolte a nido d'api. La bobinetta di una vecchia media frequenza, serve benissimo allo scopo.

In serie alla griglia schermo si trova una resistenza variabile di 50.000 ohm. Una volta trovatone il punto di maggior rendimento, si stringa la fascetta a vite, e di questa non c'è più bisogno di occuparsene.

Il condensatore variabile ha una capacità massima di 150 pF ed è fissato con dei supporti isolanti nell'interno del telaio. L'asse è prolungato all'esterno con un altro asse in ceramica, e ciò affinchè la presenza della mano dell'operatore non abbia a produrre scarti di frequenza.

L'alimentazione è ottenuta a mezzo di un piccolo trasformatore, con primario per un'unica tensione 125 V, nel mio caso.

Una valvola CK1005, che potrà esser sostituita anche da un qualunque triodo con catodo, provvede alla rettifica di una semionda. Il filtraggio è dato da due elettrolitici di 8+16 mF con una resistenza di 1 W tra i due positivi.

Disponendo di un commutatore adatto, oltre che per variare la modulazione si potrà usarlo anche quale interruttore. Oppure anche il potenziometro attenuatore potrà avere il suo interruttore incorporato.

Una lampadina di 6,5 V servirà da spia.

Per la

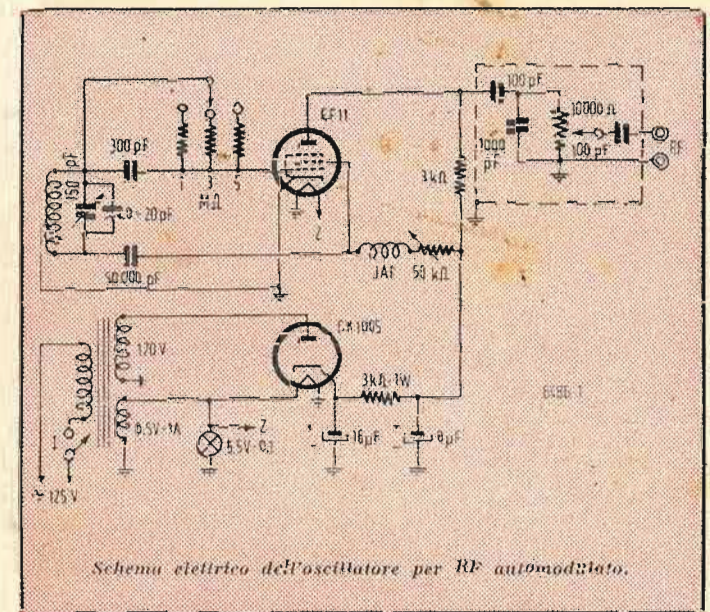
Messa a punto

si potrà far uso o di un buon ricevitore ben tarato e del quale se ne conosca il valore esatto della media frequenza, oppure si potrà ricorrere a qualche amico compiacente che disponga di un oscillatore.

Agendo sul compensatore e col variabile a metà corsa, si faccia oscillare su due o tre frequenze fisse. Ad es. 467-470-475 kHz, e se ne segnino i rispettivi punti sulla scala.

Con questi tre capisaldi, sarà facile trovare e segnare sulla scala incollata sul pannello esterno i punti corrispondenti ad alcune fra le stazioni principali.

Ognuno potrà sbizzarrirsi a piacimento per la costruzione del telaio-pannello.

Trasformatore di alimentazione: Nucleo 7 cm²; Primario 125 V. Secondario AT: 0-170 V; Secondario BT: 6.3 V, 1 A.

Schema elettrico dell'oscillatore per RF automodulato.

IL « QSO » IN INGLESE

a cura di Fulvia Allocca e di Gerardo Gerardi (i1PF)

Molti « OM » mi hanno richiesto il presente lavoro e chiedo scusa Loro se solo ora mi sono deciso. Spero pertanto sia ugualmente gradito a tutti i Lettori.

Le difficoltà, che forse non si rivelano a lavoro compiuto, ma che prevedevo sin da quando mi si parlò di compilare queste note, riguardavano esclusivamente la fonetica, che, nella lingua inglese, è non poco difficoltosa.

Poter pronunciare certi suoni e per di più poterli « figurare » per poter a nostra volta riuscire a farli pronunciare a chi non conosce la lingua inglese, si presenta difficile. La conferma delle difficoltà cui andavo incontro mi è stata data durante il lavoro. Molte persone ho interrogate, molte opere ho consultate e raramente ho trovato concordi i vari pareri; questo è stato constatato anche in Autori inglesi.

Bisognava anche tener conto di un altro fattore importante e cioè che dato che le presenti note sono destinate a chi non conosce l'inglese, nè ha domestichezza con altra lingua straniera, e pertanto impossibilitato ad emettere certi suoni, occorreva trovare la pronuncia corretta o per lo meno la più diffusa, ed eventualmente adattarla, senza comprometterne il suono fondamentale, alle possibilità fonetiche di Coloro ai quali il presente lavoro è destinato.

Una soluzione mi si affacciò: ed era quella di svolgere il lavoro in collaborazione di altra persona di differente « scuola » onde trovare una conciliazione sulla alquanto varia pronuncia inglese, collaborazione che cortesemente mi ha prestato la gentile Signora Fulvia Allocca alla quale devo la buona riuscita del lavoro e che ringrazio anche a nome dei Lettori.

Lo stile delle frasi è quello usato nelle comunicazioni radiotelefoniche in genere e può pertanto, come in tutte le lingue, mancare di buona forma letteraria.

Cari « Old Man » Lettori non mi resta che augurarVi « fb es DX = 73 »

i1PF

Nel prossimo fascicolo avrà inizio la Rubrica dal titolo « Il QSO in Inglese », con le principali regole di pronuncia dell'alfabeto inglese e le frasi fondamentali di un QSO con un amatore anglosassone

Progetto di adattamento del tubo finale al circuito d'antenna

di Ralph P. Glover

da *Electronics for Engineers*

Il dover adattare l'impedenza dello stadio finale di potenza con una impedenza di basso valore relativa al cavo d'antenna oppure all'antenna stessa è fra i problemi più ardui che il dilettante debba affrontare. Quanto l'A. qui espone è un metodo piano di calcolo che orienterà il progettista nel dimensionamento degli elementi elettrici; beninteso si giungerà all'affinamento rigoroso per via sperimentale partendo però da grandezze molto prossime a quelle definitive.

La struttura più conveniente da dare a tale circuito è quella simmetrica che equivarrà ad una linea in quarto d'onda. Tale circuito è qui riprodotto in figura 1; esso consiste in una induttanza in serie con la linea ed un condensatore in parallelo sia all'ingresso che all'uscita. La bobina dovrà potersi connettere per presa. I condensatori dovranno essere variabili entro un margine leggermente maggiore di quello computato per premunirsi contro eventuali variazioni di impedenza ed eseguire comunque l'esatto accordo in via sperimentale.

Per una pratica realizzazione è importante determinare la tensione presente nel circuito.

In radiofrequenza l'adattamento di impedenza può essere compiuto con un ottimo rendimento usando elementi reattivi (C ed L). Fra i circuiti più convenienti sta il pi-greco a causa della sua proprietà di ridurre l'emissione di frequenze armoniche.

Esempio

Progettare l'adattamento di una uscita a 500 ohm di un trasmettitore con una linea di trasmissione a 70 ohm. La potenza d'uscita è di 1000 W alla frequenza di 1 MHz.

Si determina dapprima la reattanza dei rami del circuito. Per il tipo a quarto d'onda tutti e tre i rami del circuito hanno lo stesso valore di reattanza in ohm. Nel grafico di figura 2 il punto di intersezione fra la retta corrispondente ad una R_O (resistenza d'uscita del tubo finale) di 500 con la perpendicolare all'ascissa corrispondente a 70 ohm di resistenza d'uscita del circuito adattatore (prima scala dell'ascissa, ovvero scala in ohm) corrisponde ad una reattanza di 187 ohm. Volendo calcolare il valore della reattanza X si ha: $X = \sqrt{R_O R_L}$ (ved. fig. 1).

Nota la reattanza si ricaverà il valore della L_B e delle C nel modo seguente:

$$L_B = X/\omega = 187/(2\pi \times 1 \times 10^6) = 29{,}8\ \mu H$$
$$C_A = C_C = 1/\omega X = 1/(2\pi \times 1 \times 10^6 \times 187 = = 852\ pF.$$

E' buona norma maggiorare i valori elettrici ottenuti del 25% a compensare le inesattezze circa la determinazioni della R_O e della R_L. Così nel caso in esame la L diverrà 35 μH e la $C_A = C_C \simeq 1000$ pF.

Si passa ora a determinare la tensione e la corrente interessante i singoli rami.

Avendo una potenza di 1000 W ai capi di una resistenza di 500 ohm si ha che la tensione all'ingresso del circuito di adattamento sarà quindi $\sqrt{WR} = V = \sqrt{500 \cdot 1000} = 707$ V efficaci (se W è espresso in valore efficace). Assumendo un rendimento del 100% (cioè nessuna perdita di potenza nella L_B) si troverà, in modo analogo al precedente, il valore della tensione efficace all'uscita del circuito di adattamento.
$\sqrt{WR} = V_1 = \sqrt{70 \cdot 1000} = 270$ V efficaci.

Da cui si procederà alla determinazione delle correnti:

$$I_A = E_O/X = 707/187 = 3{,}78 \text{ A efficaci}$$
$$I_C = E_L/X = 256/187 = 1{,}42 \text{ A efficaci}$$
$$I_B = \sqrt{(I^2_A + I^2_C)} = 4{,}04 \text{ A efficaci.}$$

E' importante ricordare che i valori delle tensioni e delle correnti sono qui espressi in valore efficace e di questo va tenuto conto nel dimensionamento degli elementi, specie per quanto riguarda i picchi di modulazione.

Il valore delle tensioni presenti nel circuito oltre che calcolate nel modo precedente possono essere ricavate per via grafica dal disegno di figura 2 facendo intersecare la perpendicolare all'ascissa corrispondente alla scala della potenza con le rette trasversali corrispondenti ai diversi valori di R, la tensione in volt efficaci si leggerà sulla scala in volt in ordinata.

Volendo produrre una forte attenuazione di una armonica, beninteso senza alterare le proprietà del circuito per quello che riguarda la frequenza portante si potrà sostituire il ramo C_A da una combinazione serie risonante alla frequenza dell'armonica che si vuole attenuare in maniera particolare.

Nel caso qui in esempio, si supponga di voler attenuare la seconda armonica. Riferendosi alla fig. 3 ed alla tabella per K_1 e K_2 si ha:

$$L_{AS} = K_1 L_B = 0{,}333 \times 29{,}8 = 9{,}93\ \mu H$$
$$C_{AS} = K_2 C_A = 0{,}75 \times 852 = 639\ \mu\mu F.$$

La componente a frequenza portante attraverso il nuovo ramo composto è la stessa di quella calcolata prima quando tale ramo era costituito da un solo condensatore.

La tensione a frequenza portante ai capi del condensatore C_{AS} è:

$$E_C = I_A X_{cs} = I_A/\omega C_{AS} =$$
$$= 3{,}78/(6{,}28 \times 1 \times 10^6 \times 639 \times 10^{-12}) = 943 \text{ V efficaci.}$$

TABELLA

Armonica	K_1	K_2
II^a	0,333	0,75
III^a	0,125	0,889

$K_1 = 1/(1 - N^2)$ $K_2 = (1 - N^2)/N^2$
Dove N è l'ordine dell'armonica considerata (II; III; VI; etc.).

In pratica è sufficente considerare tale progetto per quanto riguarda la frequenza portante e tenere poi un buon dimensionamento nella determinazione degli elementi per tener conto dei picchi di modulazione.

Nel caso si desiderasse ottenere un circuito bilanciato ciò sarà possibile dividendo l'induttanza L_B in due induttanze di valore metà di L_B ed inserire queste due nei due rami.

Le possibilità di un corto circuito o di un circuito aperto devono essere prese in considerazione nel progetto dello stadio di potenza e provvedere a questo con appropriati circuiti di sicurezza.

In questa breve trattazione si è pensato che sia il generatore che il carico utilizzatore presentino caratteristiche ohmmiche. Dove le terminazioni abbiano una componente reattiva questa può sovente essere neutralizzata inserendo in serie una reattanza di segno contrario.

Quando questo circuito è usato per accoppiare un amplificatore elettronico generico la R_O sarà il valore di impedenza anodica che permette di usufruire della massima potenza e la R_L la resistenza di carico.
[*R.B.*]

SOMMARIO FORMULE

[1] $X = \sqrt{R_O R_L}$; (ved. fig. 2).
$C_A = C_C = 1/\omega X$ [F]; $L_B = X/\omega$ [H];
Dove $\omega = 2\pi f$; f = frequenza portante;
[2] $E_O = \sqrt{R_O W}$ e $E_L = \sqrt{R_L W}$ dove W sono i watt d'ingresso.
[3] $I_A = E_O/X$; $I_C = E_L/X$ valore efficace.

Per il valore di cresta moltiplicare per 1,414. (Per una percentuale di modulazione del 100% il valore di picco è ottenuto moltiplicando per 2,828).

$I_B = \sqrt{I_A^2 + I_C^2}$; $I_B = \sqrt{I_L^2 + I_C^2}$;
$I_L = I_A$; $I_O = I_C$.

[4] Per forti attenuazioni di armoniche sostituire C_A oppure C_C od anche entrambi con una induttanza in serie alla capacità tali da risuonare di corrente sulla frequenza armonica che si vuol attenuare, ma tale sempre da presentare una reattanza capacitiva di X ohm alla frequenza portante come indicato in fig. 3.

Distorsione di intermodulazione

a cura di Vincenzo Parenti

estratto da un articolo di T. Roddam apparso su *Wileress World*, Aprile 1950

Dopo un rapido cenno sulla importanza che la intermodulazione assume quando trattasi di amplificazione di BF ad « alta qualità » l'autore passa ad esaminare la natura della intermodulazione.

Per esemplificare l' autore considera di avere due strumenti: un contrabasso ed un flauto, che « suonano » entrambi con livelli eguali.

Il contrabasso « risuona » a 50 Hz, con le sue armoniche a 100, 150, 200 Hz e così via. Nel diagramma di fig. 1 sono rappresentate le armoniche fino ai 300 Hz. Le ampiezze sono state scelte arbitrariamente. Il flauto ha una fondamentale di 1000 Hz, e ne sono state disegnate le relative armoniche fino alla sesta.

Ascoltando con un sistema di riproduzione non-buono i suoni prodotti da questa combinazione di strumenti, noi notiamo che se ogni strumento suona da solo, l'effetto è abbastanza soddisfacente: la distorsione apparente è dell'ordine del 5-10 %. Però quando entrambi gli strumenti vengono « toccati » insieme, il flauto assume una qualità aspra, con perdita del caratteristico tono liquido. L'asprezza permane anche se noi, per mezzo di un filtro passa-alto, tagliamo a 800 Hz, eliminando tutti i suoni prodotti dal contrabasso. Un analizzatore d'onda ci facilita la spiegazione del fenomeno. Riferendosi sempre alla fig. 1, si può osservare come in aggiunta alle frequenze previste — indicate a tratto pieno — noi abbiamo un insieme di prodotti di intermodulazione indicati con linee tratteggiate. Il gruppo più importante è quello avente le frequenze relative a (1000 ± 50 n) Hz. In particolar modo la fondamentale a 1000 del flauto è accompagnata da 950 e 1050 Hz, corrispondenti alla modulazione di ampiezza che 1000 riceve dal contrabasso a 50 Hz. Si ha l'impressione di una tonalità « sporca ed impastata » e la vasta massa dei prodotti di intermodulazione produce una « confusione » del suono con effetto finale di non permettere la separazione dei gruppi di strumenti.

Fig. 1

Fig. 2

L'autore passa quindi ad esaminare il comportamento di un amplificatore controreazionato (su questo punto rimandiamo alla lettura della stesura originale) passando poi ad esaminare i metodi di misura della intermodulazione. Tralasciando l'uso di un analizzatore di onda, strumento non solo costosissimo ma altresì di manovra non rapida, riportiamo il metodo seguito dall'autore.

Dal « lato entrata » dell'amplificatore in esame si situano due oscillatori di BF: uno a 40 e l'altro a 4000 Hz. I due segnali vengono « combinati » in uno per mezzo del circuito adattatore di fig. 2. Questo adattatore, noto come un ibrido resistivo, permette l'adattamento di impedenze tra due uscite bilanciate e l'entrata (dissimetrica) di un ampli,catore. Non sono da temersi errori apprezzabili, anche se i segnali degli oscillatori abbiano un contenuto di armoniche del 1-2 %.

Dal lato « uscita » le difficoltà sono maggiori. L'uscita dell'amplificatore consiste essenzialmente di due termini fondamentali: 40 e 4000 Hz e delle armoniche di questi: 80, 120, 160 etc e 8000 e 12.000, così pure come dei più importanti termini di intermodulazione che noi vogliamo misurare.

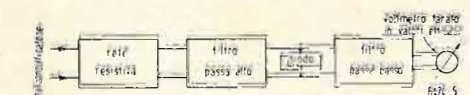



Fig. 3

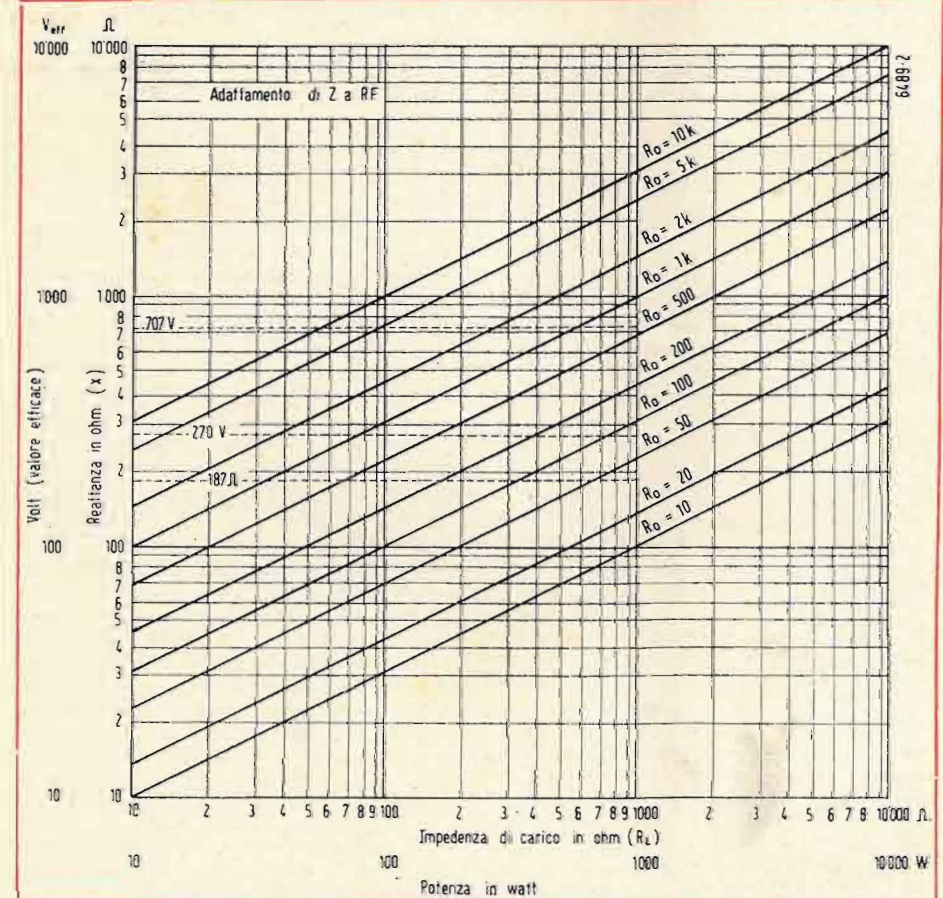
Come prima cosa passiamo ad eliminare i 40 Hz e le sue armoniche.

Usando un filtro passa-alto con una frequenza di taglio a 2000 Hz; un semplice conto ci permette di sapere che avremo 60 dB di attenuazione a 200 Hz e più di 100 dB a 40 Hz. All'uscita del filtro incontreremo i 4000 Hz leggermente modulati dai 40 Hz e le sue armoniche. Possiamo considerarlo come un segnale modulato, dal quale vogliamo rilevare la modulazione, analogamente a quanto si fa nello stadio di rivelazione (diodo) di un normale ricevitore. Un diodo rettifica la portante a 4000 Hz e la modulazione è ricavata per mezzo di un filtro passa-basso che blocca i 4000 Hz ma permette il passaggio alle armoniche dei 40 Hz.

L'uscita di questo filtro risulta costituita dai prodotti di intermodulazione.

La fig. 3 dà una visione schematica della disposizione generale. La rete resistiva permette un buon carico per l'amplificatore sotto esame, nel caso che la valvola finale non risultasse lavorare sulla impedenza più appropriata. Nel caso generico di amplificatori con uscita dell'ordine di alcuni W, non si ha la necessità di incorporare trasformatori, ed i filtri possono essere realizzati con impedenze caratteristiche dell'ordine dei 1000 ohm (fig. 4). Ciò permette una opportuna tensione di entrata per il diodo che sempre dovrà essere opportunamente polarizzato. Usando come strumento finale uno del tipo a rettificatore metallico, può risultare necessario l'uso di uno stadio di amplificazione supplementare. Non è indicato nello stenogramma di fig. 3 il dispositivo di commutazione che permette di inserire il misuratore di uscita o all'uscita del diodo od a quella dell'amplificatore sotto esame.

Per determinare la intermodulazione passiamo ad applicare, separatamente, le note a 40 e 4000 Hz, facendo uso del misuratore di uscita — disposto all'uscita dell'amplificatore — per disporre i livelli. Risulta conveniente disporre che 4000 Hz dia un

Fig. 4

livello di uscita 12 dB sotto quello corrispondente dei 40 Hz. Dopodichè noi possiamo leggere il livello dei 4000 Hz che appare ai capi della uscita del filtro passa-alto, ed il livello dei prodotti di intermodulazione che appare all'uscita del filtro passa-basso. Il rapporto tra queste ultime due misure, e degli altri due livelli, definisce il comportamento dell'amplificatore.

Dato l'uso di elementi filtranti non aventi sintonie acute, con i medesimi dispositivi (leggi valori dei filtri) si possono effettuare misure per il campo più basso fino a 100 Hz e per quello più alto a partire da 2500 Hz. Volendo far uso di altre impedenze per i filtri (che non sia 1000 ohm) sarà sufficiente moltiplicare tutte le induttanze per R (l'impedenza in kohm richiesta) e dividere tutte le capacità per R.

Come conclusione di prove di ascolto l'autore sostiene che un 10 % di distorsione di intermodulazione è un valore già troppo elevato per complessi ad alta qualità di riproduzione. In appendice trovasi una sintetica trattazione matematica dei due tipi di distorsione: di frequenza per una nota pura e di intermodulazione per due note.

[V. P.]

Indicatore ottico di fine banda

a cura di Raoul Biancheri

da un articolo di GI3EVU su *The Short Wave Magazine*

E' indubbio il vantaggio di avere un generatore pilota ad onda libera nello svolgimento del traffico dilettantistico al fine di spostarsi agevolmente nell'ambito della gamma in perfetta isoonda con il corrispondente oppure per lanciare la chiamata nello spazio meno disturbato e di questo già molto è stato detto.

Schema elettrico dell'indicatore ottico di « fine banda » eccitato dal segnale generato del V.F.O.

In contrapposto però a questo pregio va tenuto presente la facilità con cui si può emettere fuori gamma con tutte le conseguenze che questo può determinare.

Non è possibile consigliare ai dilettanti quale soluzione economica conveniente l'uso di un VFO con calibratore a quarzo e con ampia scala di lettura e quand'anche ciò fosse possibile non verrebbe a risolvere completamente questo problema.

Da quanto esposto la convenienza di avere un indicatore ottico di fine banda.

Lo schema di principio qui riprodotto data la sua estrema semplicità non necessita di molte spiegazioni. Questo circuito fa uso di un comune « occhio magico » ed il cristallo che è posto nel circuito di griglia entrerà in oscillazione unicamente quando la bobina L riceverà dal circuito accordato, di cui fa parte l'induttanza $L1$, un flusso magnetico avente la frequenza del cristallo. Il circuito accordato potrà essere quello dell'oscillatore pilota, o meglio ancora dello stadio separatore, l'A. assicura che il grado di tale accoppiamento non è affatto critico ed il carico riflesso sul circuito primario è del tutto trascurabile.

L'oscillazione del quarzo determinerà una polarizzazione negativa della griglia pilota dell'occhio magico con conseguente fluorescenza del proprio schermo luminoso.

L'alimentazione di tale circuito è così modesta che potrà essere fornita senz'altro dall'alimentatore dello stesso trasmettitore.

La frequenza del quarzo sarà preferibilmente scelta nella più bassa presente nel trasmettitore però l'A. fa presente che pure in qualsiasi banda si trovi la frequenza del cristallo il suo funzionamento si è rivelato conveniente.

R.B.

UN INDICE UTILE

Per chi s'interessa di televisione riportiamo qui di seguito l'elenco completo degli articoli che l'ing. A. Nicolich ha compilati per « *L'Antenna* » in questi ultimi mesi.

ANNO 1949

ANNO 1950

FIORI D'ARANCIO

Il giorno 27 settembre u.s. si sono uniti in matrimonio: *Carlo Moradei*, del nostro ufficio pubblicità con la gentile Signorina *Altea Alberico*.

Le felicitazioni più vive di tutta l'*Antenna*.

ERRATUM - CORRIGE

Nell'articolo di Gerardo Gerardi, apparso su questa Rivista (« l'antenna », XXII, n. 8, agosto 1950, pag. 173 e seguenti) dal titolo V.F.O. Clapp con valvole Rimlock, è sfuggito un errore. Il penultimo capoverso di pag. 180 deve essere infatti corretto come segue: « La gamma coperta è « molto vasta e può essere variata a piaci- « mento mediante C2, ... ma in queste « condizioni vengo a coprire la gamma dei « 3,5 a 4 MHz in 160 gradi (e non in 60 « gradi, come è là riportato) e mi riman- « gono larghi margini per poterlo usare ol- « tre sulle gamme delle U.C. o come oggi « d'uso su V.H.F. e U.H.F. ».

TRIESTE: Commerciale Adriatica - Via Risorta, 2 - Tel. 90.173

TORINO: Moncenisio - Via Montecuccoli, 6 - Tel. 42. 517

"L'amico discreto per le vostre ore serene"

m/m. 190 x 140 x 80

IL MINUSCOLO

"do. re. mi. 31"

- Tre valvole a reazione semifissa per il forte ascolto della Emittente Locale o Vicina.

- Richiedere schema illustrato della Scatola di Montaggio, menzionando la Rivista.

DOLFIN RENATO - MILANO

Radioprodotti "do. re. mi."

P.za Aquileia 24 - Tel. 48.26.98 - Telegr. *doremi*

A. GALIMBERTI

COSTRUZIONI RADIOFONICHE

VIA STRADIVARI, 7 - **M LANO** - TELEFONO 206.077

Mod. 520 l'apparecchio portatile di qualità superiore

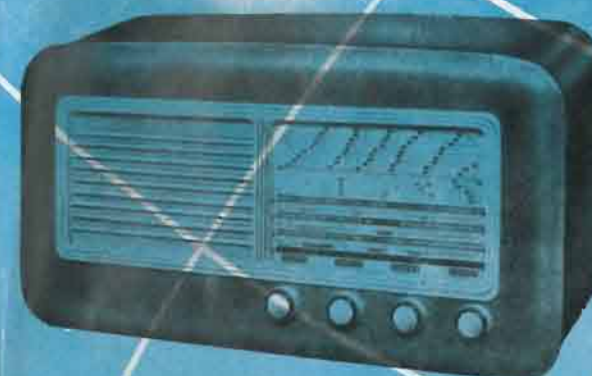
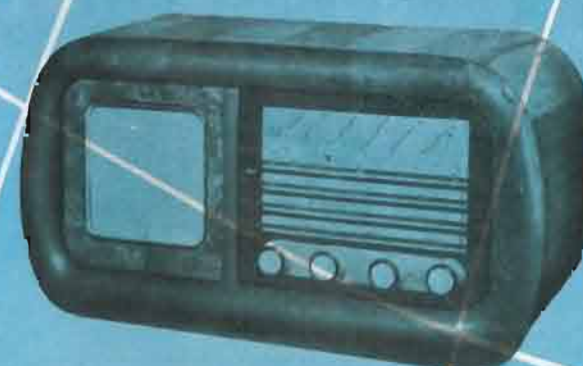
Supereterodina 5 valvole
Onde medie e corte
Controllo automatico di volume
Potenza di uscita 2,5 Watt indistorti
Elevata sensibilità
Altoparlante in Ticonal di grande effetto acustico
Lussuosa scala in pexiglas
Elegante mobile in materia plastica in diversi colori
Dimensioni 25x14x10
Funzionamento in C.A. per tutte le reti

ora radio

serie ora 1950-51

ORA 325

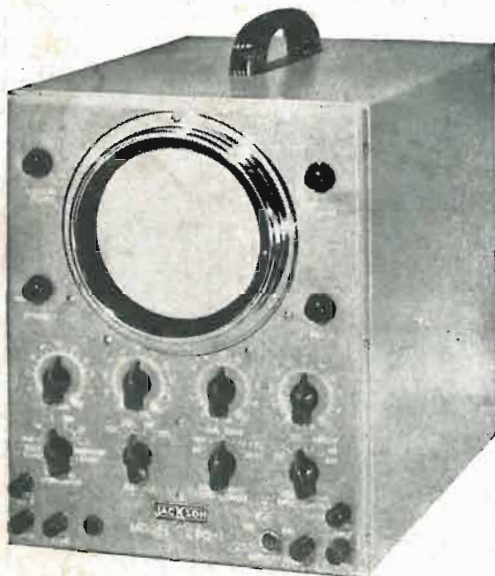
ORA 425

ORA 525

ORA 425

ORA 725

ORA 925

OFFICINE RADIO AFFINI - SEDE E STABILIMENTO: MILANO - VIA GIAMBELLINO 82 - TEL. 47.03.24

THE JACKSON ELECTRICAL INSTRUMENT CO.

DAYTON, OHIO, U.S.A.

OSCILLOGRAFO A RAGGI CATODICI MOD. CRO-1

Caratteristiche essenziali: Questo nuovo oscillografo a raggi catodici completa brillantemente la serie degli equipaggiamenti Jackson per le misure di laboratorio e di produzione. Di grande facilità di impiego, esso permette misure di grandezze alternative in un campo che si estende da 20 Hz a 4.000.000 Hz con una sensibilità voltmetrica che non ha riscontro in apparecchi del genere. Particolarmente progettato per il controllo delle apparecchiature di televisione e di F.M., esso può dirsi veramente l'apparecchio completo per tutte le misure oscillografiche nel campo radio ed elettrico.

Particolarità costruttive: Diametro utile dello schermo fluorescente: 5". Comandi: Fuoco - Intensità - Centraggio orizzontale - Centraggio verticale - Amplificazione orizzontale - Amplificazione verticale - Commutatore di frequenza a 5 scatti - Regolatore di frequenza a variazione continua. Sensibilità volmetrica: 0,7 mV/mm. per l'amplificatore verticale, 22 mV/mm. per l'amplificatore orizzontale. Impedenza di entrata: Amplificatore verticale, entrata bilanciata, 6 Megaohm con capacità in parallelo di 11 pF entrata non bilanciata, 3 Megaohm con capacità in parallelo di 22 pF. Amplificatore orizzontale: 1,5 Megaohm. Linearità: sull'amplificatore verticale responso lineare di 1,5 dB tra 20 e 4.000.000 Hz. Base tempi: da 20 Hz a 50 Khz in 5 scatti.

OSCILLATORE PER F.M. E TELEVISIONE MOD. TVG-1

Caratteristiche essenziali: L'oscillatore TVG-1 è un apparecchio completo per l'allineamento visuale di tutti gli apparecchi televisivi e F.M., in unione con un normale oscillografo a raggi catodici. Oltre al generatore di frequenza comprende un apposito generatore « marcatore » ed un oscillatore a cristallo incorporati.

Particolarità costruttive: Frequenza base: In tre comode gamme suddivise come segue: da 2 a 12 MC; da 12 a 108 MC; da 174 a 216 MC, tutte su fondamentale. Sul vasto quadrante della scala i canali di televisione e F.M. sono chiaramente indicati.
Fluttuazione di frequenza: regolabile tra 100 KC e 12 MC: la grande ampiezza permette il riallineamento di circuiti fortemente disintonizzati.
Oscillatore marcatore: Fornisce un picco visuale sullo schermo dell'oscillografo per ogni frequenza fondamentale da 4 a 42 MC e, su armoniche, fino a 168 MC. Le tre gamme dell'oscillatore sono così suddivise: da 4 a 8 Mc; da 10 a 20 MC; da 20 a 42 MC (armoniche da 40 a 168).
Modulazione a 400 Hz: è prevista per l'allineamento acustico dei canali di televisione e F.M., con possibilità di esclusione nell'allineamento con strumento di uscita.
Uscita R.F.: controllabile con moltiplicatore a scatti e variatore continuo; l'impedenza di uscita sulle diverse gamme è compresa tra 10 e 30 ohm.
Schermatura: la perfetta schermatura e la ben studiata disposizione delle varie parti evitano ogni irradiazione e instabilità.
Valvole impiegate: 3-6J6, 2-6C4, 1-6AK6, 1-6X4, 1-0A2.
Comandi: Interruttore generale - Commutatore inserito-escluso dell'oscillatore di fluttuazione - Commutatore di gamma dello stesso - Moltiplicatore uscita RF. - Controllo di ampiezza fluttuazione - Commutatore inserito-escluso del marcatore - Commutatore di gamma dello stesso - Interruttore del modulatore B.F. - Controllo di uscita del generatore marcatore - Controllo di fase oscillografo.

OSCILLATORE UNIVERSALE MOD. 641-A

Caratteristiche essenziali: Oscillatore veramente universale che permette di ottenere qualunque frequenza nel campo da 100 a 10.000 Hz per la B.F., da 100 a 120.000 Kc per la A.M. e da 100 a 160.000 Kc per la F.M.

Particolarità costruttive: Percentuale della modulazione di ampiezza variabile con continuità da 0 all'80 %. Modulazione a frequenza acustica: un apposito oscillatore RC incorporato permette la modulazione a frequenza acustica sia del segnale AM che di quello FM a frequenza variabile con continuità da 100 a 10.000 Hz in due gamme. Il segnale B.F. può essere inoltre usato direttamente per prove su apparecchiature elettro acustiche. Misura del segnale di uscita: viene effettuata direttamente su uno strumento a R.F. di alta classe, strumento che non richiede peraltro nessun fastidioso aggiustamento. Impedenza di uscita: costante su ogni gamma, e precisamente di 30 ohm. Questa particolarità, dovuta alla notevole potenza di uscita in unione con un perfetto studio dell'attenuatore, si riscontra soltanto su apparecchi di costo enormemente maggiore. Schermaggio: lo schermaggio multiplo dei componenti a R.F. e filtri appositamente predisposti evitano ogni irradiamento e perdita.
Modulazione di ampiezza: da 100 KC a 120 MC in otto gamme: precisione di taratura 0,5-1 % su tutte le gamme. Modulazione B.F. variabile da 100 a 10.000 Hz in frequenza e da 0 a 80 % in percentuale; possibilità di eventuale modulazione esterna a frequenza industriale.
Uscita: regolabile tra 0 e 1.000.000 microvolt.
Modulazione di frequenza: da 100 KC a 160 MC. Fluttuazione di frequenza: sulla gamma stretta da 0 a 40 KC con oscillatore fisso a 1000 KC; sulla gamma larga da 0 a 800KC con oscillatore fisso a 40 MC. Modulazione B.F. come per la A.M. Modulazione B.F.: variabile tra 100 e 10.000 Hz.

RAPPRESENTANTI ESCLUSIVI:

LARIR Soc. r. l. - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 55.671 - 58.07.62